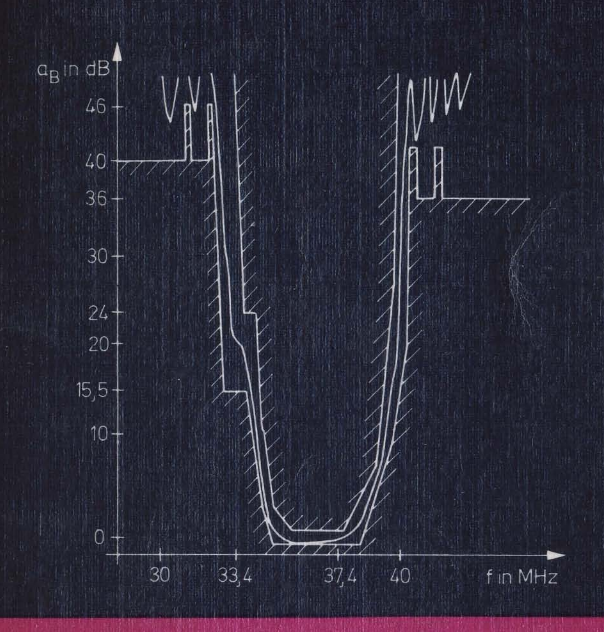
amateurreihe electronica



Günter Kurz

244

Selektivverstärker

electronica · Band 244

GÜNTER KURZ

Selektivverstärker



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Kurz, Günter.:
Selektivverstärker. –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1989. –
80 S.: 54 Bilder – (electronica: 244)

ISBN 3-327-00778-0

1. Auflage, 1989

Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale Verteidigung
(VEB) – Berlin – 32346-8
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Angelika Ulsamer
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 15. August 1988
LSV: 3539
Bestellnummer: 7472080
00190

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Selektivverstärker sind nach wie vor wesentliche Baugruppen der elektronischen Nachrichtentechnik. Amateure beschäftigen sich mit ihnen vor allem beim Bau von Rundfunkempfängern sowie in der Sende- und Empfangstechnik. Vielfach werden bewährte Schaltungen nachgebaut.
Nachfolgend soll der Amateur ausgehend von den Anforderungen an Selektivverstärker vor allem mit den Grundlagen sowie modernen Schaltungslösungen vertraut gemacht werden. Selektivverstärker mit diskreten Bauelementen haben auch heute noch Bedeutung als Vorverstärker in Empfängern. Sie werden in entsprechendem Umfang und auch zur Erläuterung der Grundlagen analysiert.
Wesentliche Darlegungen betreffen dann die Selektionsmittel. Als Selektionsmittel kommen vor allem LC-Kreise und Kompaktfilter zur Anwendung. Breiten Raum nehmen auch die Darlegungen zu integrierten Selektivverstärkern ein. Dabei wird gezeigt, daß es einen universellen IS nicht gibt und daß dieser auch nicht sinnvoll wäre.
Mit dem vorliegenden Heft der Reihe *electronica* wurde versucht, das Verallgemeinerungsfähige zum Thema Selektivverstärker anschaulich darzustellen. Es war in diesem Rahmen nicht möglich, auf spezielle Anwendungen einzugehen.

Dresden, im Februar 1988 *Günter Kurz*

1. Einleitung

Verstärker spielen in der Elektronik eine große Rolle. So müssen viele Signale vor ihrer Verarbeitung erst verstärkt werden, um die notwendigen Pegel zu erreichen. Das gilt auch für die digitale Signalverarbeitung, die aber nicht betrachtet werden soll. Bei der Verstärkung analoger Signale ergeben sich unterschiedliche Probleme durch die Größe des Signals (Klein- oder Großsignalbetrieb), den Frequenzbereich (NF, HF), die Signalform und andere.

Im folgenden sollen Selektivverstärker beschrieben werden – das sind Verstärker, bei denen das Verhältnis von Bandbreite (Differenz von oberer zu unterer Grenzfrequenz; s. Abschn. 2.) zur Mittenfrequenz des Übertragungsbereichs klein ist. Sie unterscheiden sich damit von Breitbandverstärkern erheblich, da bei diesen die Bandbreite in der gleichen Größenordnung wie ihre Mittenfrequenz liegt.

Selektivverstärker haben neben der Signalverstärkung die Aufgabe, aus einem größeren Frequenzbereich ein eng begrenztes Band auszusieben. Diese Funktion spielt vor allem bei Empfängern eine große Rolle, soll doch aus einem Angebot unterschiedlicher Sender möglichst nur einer mit hoher Qualität empfangen werden. Aber nicht nur beim Signalempfang sind Selektivverstärker unentbehrlich. Auch bei der Frequenzaufbereitung in Sendern sind sie erforderlich, um beispielsweise in Frequenzvervielfachern die interessierende Frequenz auszusieben und zu verstärken.

Selektivverstärker enthalten im allgemeinen 2 Komponenten, den Verstärker und das Selektionsmittel. Das Selektionsmittel (Filter) kann ein Tief-, Hoch- oder Bandpaß sein. Es sollen nachfolgend ausschließlich Selektivverstärker mit Bandpaßcharakter behandelt werden. Selektionsmittel mit Bandpaßcharakter lassen sich auf unterschiedliche Art realisieren (s. Abschn. 3.). Neben den hier zu betrachtenden passiven Filtern werden bei tie-

fen Frequenzen aktive Filter verwendet. Solche Selektivverstärker unterscheiden sich in der Schaltungstechnik wesentlich. Ihre Anwendung ist auf niedrige Frequenzen beschränkt. Der interessierte Amateur sei auf [1] verwiesen.
Für den Amateur sind Selektivverstärker vor allem in der Funksende- und -empfangstechnik [2] [3] sowie für den allgemeinen Rundfunkempfang [4] von Interesse. Die zu verstärkenden Signale können deshalb sehr klein (μV-Bereich), bis zu einigen hundert Millivolt (bei Empfängern), aber auch einige Volt (Sender) groß sein; Frequenzbereiche: 100 kHz bis in den GHz-Bereich. Die Schaltungstechnik ist sehr vielfältig. Neben dem Aufbau aus diskreten Bauelementen mit der Möglichkeit der individuellen Dimensionierung spielen die Auswahl geeigneter teilintegrierter Komponenten und ihre richtige Kombination eine große Rolle. Letzere ist für den Amateur durchaus reizvoll. Sie ermöglicht ihm, Ergebnisse zu erreichen, die an die von kommerziellen Funkgeräten heranreichen und seinen individuellen Vorstellungen entsprechen. Nachfolgend werden die Grundlagen des Selektivverstärkers näher dargestellt, um vor allem Anfängern auf diesem Gebiet einen entsprechenden Einstieg zu ermöglichen.

2. Anforderungen an Selektivverstärker

Zur Formulierung der Anforderungen soll von einer einfachen Selektivverstärkerschaltung (Bild 2.1) ausgegangen werden. Statt des Kollektorwiderstands ist ein Schwingkreis als Selektionsmittel vorhanden. Über eine 2. Wicklung der Spule wird das verstärkte Signal ausgekoppelt und dem durch R_V ersetzten Verbraucher zugeführt. In der Ersatzschaltung Bild 2.1 b werden die dafür angegebenen Symbole vorgestellt.

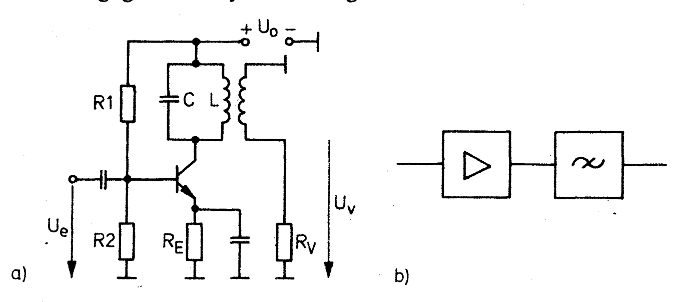


Bild 2.1 Selektivverstärker; a – Schaltung, b – Übersichtsschaltplan

Verstärkung

Bei Selektivverstärkern interessiert im allgemeinen die Spannungsverstärkung bei der Resonanzfrequenz des Schwingkreises

$$V_U = \frac{U_V}{U_e} \tag{2.1}$$

nach Bild 2.1. Für Sendeverstärker ist dagegen die Leistungsverstärkung

$$V_P = \frac{P_V}{P_e} \tag{2.2}$$

wichtiger, da sich nur mit ihr die erreichbare Ausgangsleistung P_V exakt berechnen läßt. Der Kehrwert der Leistungsverstärkung wird als *Dämpfung* bezeichnet. Leistungsverstärkung und Dämpfung werden auch in Dezibel (dB) angegeben. Wegen

$$P = \frac{U^2}{R} \tag{2.3}$$

erhält man mit Gl. (2.2) auch

$$V_P = V_U^2 \frac{R_e}{R_V}; \tag{2.4}$$

bei gleichen Widerständen ($R_e = R_V$) also

$$V_P = V_U^2 .$$

Für Filter wird die *Betriebsdämpfung* als charakteristische Größe verwendet. Sie ist das Verhältnis von maximal verfügbarer Generatorleistung

$$P_{Gmax} = \frac{\left(\frac{U_G}{2}\right)^2}{R_G}$$

(bei Anpassung) zur Ausgangsleistung am Verbraucher:

$$a_B/\text{dB} = 20 \lg \frac{U_G}{2U_V} + 10 \lg \frac{R_V}{R_G} . \tag{2.5}$$

Die Anforderungen an die Spannungsverstärkung können sehr unterschiedlich sein. So ist beispielsweise bei Kurzwellenempfängern ein Antennensignal von minimal $U_e = 0{,}2\,\mu V$ an $R_e = 50\,\Omega$ auf eine Kopfhörerleistung von $P_V = 0{,}1\,W$ (bei $R_V = 50\,\Omega$ entspricht das $U_V \approx 50\,mV$) zu verstärken [3]. Wenn auch diese Gesamtverstärkung von $V_U \approx 2{,}5 \cdot 10^5$ zum Teil im NF-Bereich

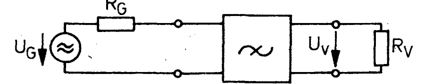


Bild 2.2
Filter mit Quelle
und Verbraucher

(nach der Demodulation) geschieht, so bleibt doch der größte Teil der Verstärkung dem Selektivverstärker vorbehalten. Die bei Empfängern sehr hohe Verstärkung des Selektivverstärkers erfordert einen sorgfältigen Aufbau. Durch Verteilen der Verstärkung auf ohnehin vorhandene Teilverstärker (HF-Verstärker, ZF-Verstärker) eines Empfängers können Stabilitätsprobleme beherrscht werden.

Bandbreite

Die vorstehend festgelegte Verstärkung eines Selektivverstärkers gilt nicht nur für die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, sondern umfaßt auch Nachbarfrequenzen. Das wird deutlich, wenn man einmal die Durchlaßkurve (Frequenzabhängigkeit der Verstärkung) des Verstärkers (Bild 2.1) in Bild 2.3 betrachtet. Bezeichnet man die Spannungsverstärkung bei der Resonanzfrequenz f_0 mit V_0, so wird ein Abfall auf $1/\sqrt{2} = 0{,}7$ dieses Wertes als für die Signalübertragung noch zulässig angesehen. Die auf diese Weise so markierten Grenzfrequenzen (f_{gu} – untere, f_{go} – obere) bestimmen die Bandbreite

$$B = f_{go} - f_{gu} \tag{2.6}$$

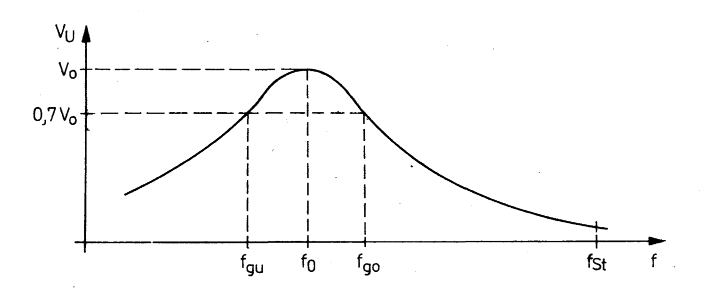


Bild 2.3 Durchlaßkurve eines Selektivverstärkers

des Verstärkers. Als *relative Bandbreite* bezeichnet man die auf die Mittenfrequenz f_O bezogene Bandbreite

$$b = \frac{B}{f_O} . \tag{2.7}$$

Sie ist, wie bereits erwähnt, bei Selektivverstärkern wesentlich kleiner als 1.
Die Anforderungen an die Bandbreite werden vom zu verstärkenden Signal bestimmt. Bei der Frequenzaufbereitung unmodulierter Signale kann B extrem klein sein, da nur f_O zu verstärken ist. Im allgemeinen werden aber modulierte Signale verarbeitet. Ihre Bandbreite richtet sich nach dem zu übertragenden NF-Band und der Modulationsart. In [5] wird eine Übersicht zu den für Amateurfunk zugelassenen Sendearten gegeben. Bei Zweiseitenband-Amplitudenmodulaiton (A3), wie sie auch im AM-Rundfunk üblich ist, erhält man als Übertragungsbandbreite

$$B_{AM} = 2 f_{NFmax} . \tag{2.8}$$

Für die Übertragung frequenzmodulierter Signale (F3) gilt dagegen [5]

$$B_{FM} \approx 2(\Delta f_{Hmax} + f_{NFmax}) , \tag{2.9}$$

mit Δf_H, dem Frequenzhub (abhängig vom Modulationsverfahren, z. B. bei FM-Rundfunk ist $\Delta f_{Hmax} = 75\,kHz$). Die maximale Signalfrequenz f_{NFmax} richtet sich nach den Anforderungen an die Übertragungsgüte. Bei Sprachübertragung genügt $f_{NFmax} = 3\,kHz$.
Zum Schluß noch einige Bemerkungen zum Verhalten im Durchlaßbereich. Aus Bild 2.3 ist der Abfall der Verstärkung an den Grenzen auf 0,7V erkennbar. Bei der Übertragung von Videosignalen ist die damit vom Verstärker verursachte Amplitudenbeeinflussung bereits unzulässig, so daß als Grenze für die Videobandbreite etwa 0,9 gewählt wird. Aber auch innerhalb des Durchlaßbereichs darf die Verstärkung nicht darunter absinken, d.h., die *Welligkeit* w (Verhältnis von maximaler zu minimaler Spannung) im Durchlaßbereich muß anwendungsbedingten Forderungen genügen. Beim Fernsehrundfunk sind diese sehr viel-

fältig (Übertragung des Videosignals in Restseitenband-AM sowie des Tons über extra Träger in FM) und bedingen eine ganz spezielle Durchlaßcharakteristik.

Selektivität

Neben der Verstärkung besteht die Hauptaufgabe eines Selektivverstärkers im Aussieben eines interessierenden Frequenzbands der Bandbreite B aus einem größeren Frequenzbereich. Ein Maß für die Güte des Aussiebens ist die Selektivität (Trennschärfe) des Verstärkers. Die Selektivität kann nur als bezogene Größe definiert werden. Für ein Nutzsignal der Frequenz f_O soll die Selektivität gegenüber einem Störsignal der Frequenz f_{St} ermittelt werden. Wenn beide Signale mit der gleichen Spannung am Eingang eines Verstärkers anliegen, wird das Störsignal entsprechend Bild 2.3 geschwächt. Als Selektivität bezeichnet man das Verhältnis

$$S_T = \frac{V_O}{V_{St}} . \tag{2.10}$$

In Verbindung mit den tatsächlich anliegenden Eingangsspannungen gestattet S_T also eine Abschätzung des Verhältnisses von Nutz- zu Störsignal am Ausgang eines Selektivverstärkers. Je nach Frequenzdifferenz $f_O - f_{St}$ unterscheidet man *Nachbarkanalselektivität* (f_{St} ist die dem Nutzsignal f_O unmittelbar benachbarte Störfrequenz – z. B. Trägerfrequenz des Nachbarkanals) und *Weitabselektion* ($f_O - f_{St} \gg$ B). Die erforderliche Selektivität wird von den auftretenden Eingangsspannungen und dem am Ausgang des Verstärkers zulässigen Nutz-/Stör-Verhältnis bestimmt. Die bei Empfängern auftretenden Eingangsspannungen können zwischen Bruchteilen von Mikrovolt und einigen hundert Millivolt betragen [3]. Das Nutz-/Stör-Verhältnis richtet sich nach der Modulationsart und den Anforderungen an die Ausgangssignale. So können die für das Signal-/Rausch-Verhältnis gültigen Störabstände (s. nachfolgend unter *Rauschen*) auch als Maßstab für das Nutz-/Stör-Verhältnis gelten. Soll also ein

Nutzsender mit $U_O = 10\mu V$ bei vorhandenem Störsender mit U_{St} $= 10 mV$ und einem Nutz-/Stör-Verhältnis von 20dB (10facher Spannung) empfangen werden, so ist folgende Selektivität erforderlich:

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} = \frac{U_O\, V_O}{U_{St}\, V_{St}} = 0{,}001\, \frac{V_O}{V_{St}} = 10\ ;$$

$S_T = 10^4$ (80dB).
Vielfach sind die Anforderungen an S_T größer.
Zur Beschreibung des Durchlaß- und Sperrverhaltens von Selektivverstärkern und Selektionsmitteln bedient man sich neben den Kenngrößen *Bandbreite, Welligkeit* und *Selektivität* vielfach der Durchlaßkurven. In ihnen sind die interessierenden Größen zusammengefaßt sowie Toleranzschemata für die Anwendung bzw. für das Selektionsmittel festgelegt. Als Beispiel ist in Bild 2.4 die Durchlaßkurve eines Fernseh-ZF-Filters im Dämpfungs-

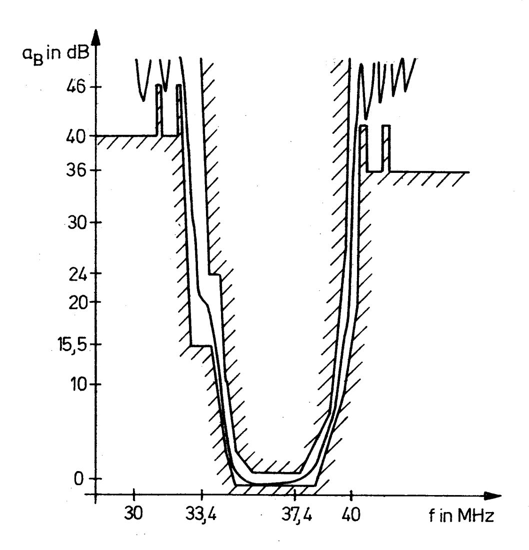


Bild 2.4 Durchlaßkurve und Toleranzschema eines Fernseh-ZF-Filters

toleranzschema nach *TGL 36523* dargestellt. Zweifellos ist diese Durchlaßkurve sehr kompliziert, da beim Fernsehen neben der Übertragung des Bildträgers (38,0 MHz) mit seinen Seitenfrequenzbändern (Restseitenband-AM) auch der Tonträger (33,4 MHz) mit seinen Seitenbändern (FM) übertragen werden muß. Zur Verhinderung von Störungen durch Nachbarkanalsender enthält das Toleranzschema sogenannte Fallen (Dämpfungspole). Es wird deutlich, daß die Beschreibung durch Kenngrößen allein unvollständig ist. Außerdem ist sicher ein erheblicher Aufwand zur Erfüllung des Toleranzschemas nötig.

Frequenzabstimmung

Eng verbunden mit den Selektivitätseigenschaften Trennschärfe und Bandbreite ist die Frequenzabstimmung eines Selektivverstärkers. Die Frequenzabstimmung, kurz *Abstimmung* genannt, bewirkt, daß die Mittenfrequenz f_0 des Verstärkers gleich der Mittenfrequenz des zu verstärkenden Signals ist. Insbesondere bei *LC*-Filtern (Resonanzkreisen, wie in Bild 2.1) erfordern schon die Toleranzen der Bauelemente *L* und *C* eine Abstimmung. Die Abstimmung auf eine feste Frequenz, z. B. die Zwischenfrequenz (ZF) eines Superhetempfängers [3], ist nur einmal erforderlich und wird auch als *Abgleich* bezeichnet. Das Abstimmen eines Verstärkers auf unterschiedliche Frequenzen nacheinander, z. B. verschiedene Empfangsfrequenzen beim Geradeausempfänger oder beim Eingangskreis eines Superhetempfängers, bezeichnet man dagegen als *Durchstimmen*.
Die technischen Einrichtungen dazu sind von den Selektionsmitteln abhängig. Probleme und erreichbare Ergebnisse werden in Abschnitt 5. dargestellt. Während der Abgleich oft nur eine geringe Frequenzvariation erfordert, sind die Anforderungen an den Durchstimmbereich eines Selektivverstärkers erheblich. Ein Rundfunkempfänger für den Mittelwellenbereich (525 bis 1605 kHz) erfordert eine Frequenzvariation von

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 3{,}06 \; . \qquad (2.11)$$

Enthält ein Selektivverstärker mehrere abzustimmende Selektionskreise, so ist gleichzeitig ihr Gleichlauf (alle Kreise müssen immer die gleiche Mittenfrequenz f_0 aufweisen) zu sichern.

Rauschen

Ursache des Rauschens sind statistisch unregelmäßige Bewegungen von Elektronen. Sie treten in Widerständen und Halbleitern auf, werden also vom Verstärker sowohl erzeugt als auch verstärkt. So entsteht bereits am Antennenwiderstand ein Rauschen, dem aber noch zusätzliche Störsignale durch atmosphärische, kosmische und technische Quellen überlagert werden [3].
Für den Selektivverstärker ist der von ihm selbst hervorgerufene Anteil am Rauschen wichtig, bestimmt doch dieser, wie das von der Antenne gelieferte Signal-/Rausch-Verhältnis verschlechtert wird.
Das Rauschen eines Versärkers wird durch seine *Rauschzahl F* charakterisiert. Sie ist das Verhältnis der am Ausgang vorhandenen Rauschleistung, bezogen auf die verfügbare Ausgangsrauschleistung $P_G V_P$ eines gleichen, aber rauschfreien Verstärkers. Es gilt

$$F = \frac{P_G V_P + P_R}{P_G V_P} = 1 + \frac{P_R}{P_G V_P} \; ; \qquad (2.12)$$

P_G – Rauschleistung einer Quelle (am Verstärkereingang), V_P – Leistungsverstärkung des Verstärkers, P_R – im Verstärker erzeugte Rauschleistung.
An Stelle der Rauschzahl wird auch das *Rauschmaß* angegeben:

$$F^*/\mathrm{dB} = 10 \lg F \; . \qquad (2.13)$$

Die Rauschzahl einer Verstärkerschaltung wird durch Wahl des Arbeitspunkts der Verstärkerstufen und durch Anpassung (Wahl

des Innenwiderstands der Quelle) beeinflußt. In mehrstufigen Verstärkern bestimmt die 1. Stufe im wesentlichen die Gesamtrauschzahl [3], wenn ihre Leistungsverstärkung groß genug ist ($V \geqq 20$ dB).
Für die Beurteilung des vom Verstärker beeinflußbaren Signal-/Rausch-Verhältnisses ist neben der Rauschzahl auch die Bandbreite wichtig. Die Rauschleistung eines Widerstands ist

$$P = \mathrm{k}\,T\,B\,; \tag{2.14}$$

$\mathrm{k} = 1{,}38\;10^{-23}$ Ws/K – *Boltzmann*-Konstante, T – absolute Temperatur (bei Zimmertemperatur ≈ 300 K).
Wird das empfangene Signal vom Verstärker in der Bandbreite B beschnitten, so vermindert sich auch die Ausgangsrauschleistung. Damit kann das Signal-/Rausch-Verhältnis verbessert werden, wenn die Signalleistung vorwiegend auf tiefe Frequenzen konzentriert ist.
Verstärker-Rauschzahl und -Bandbreite haben also wesentlichen Einfluß auf das Ausgangssignal hochverstärkender Selektivverstärker. Für Empfänger ist deshalb das mehrfach genannte Signal-/Rausch-Verhältnis als Kenngröße wichtig. Dieses Verhältnis, auch als *Störabstand* oder *SINAD* (signal to noise and distortion) bezeichnet, ist ein Leistungsverhältnis aus der Gesamtausgangsleistung zur Leistung ohne Signal eines Empfängers. Für kommerzielle Sprechfunkverbindungen sollte es $\geqq 12$ dB, beim AM-Rundfunk $\geqq 26$ dB, beim FM-Rundfunk $\geqq 46$ dB und bei TV-Empfang $\geqq 40$ dB sein.

Großsignalverhalten

Die bisherigen Überlegungen zum Verhalten des Selektivverstärkers gingen von idealer linearer Verstärkung der aktiven Elemente aus. Leider sind aber die Kennlinien nichtlinear, so daß jeder Verstärker eine Bild 2.5 ähnliche Übertragungskennlinie aufweist. Der lineare Arbeitsbereich ist dabei auf sehr kleine Spannungen beschränkt ($U_{\mathrm{BE}} \approx 5 - 10$ mV beim bipolaren Transistor). Überschreiten die aussteuernden Signale den linearen

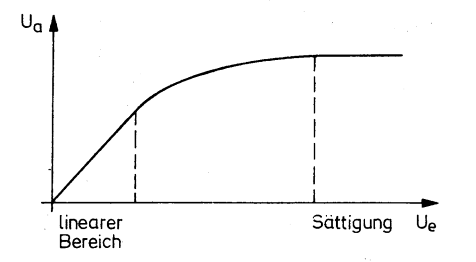


Bild 2.5
Übertragungskennlinie eines Verstärkers

Arbeitsbereich, entstehen Oberwellen (Signale mit Mehrfachen der Signalfrequenz) und Intermodulationsprodukte (Anteile mit Summen- und Differenzfrequenz der enthaltenen Signalfrequenzen). Oberwellen von Nutzsignalen und deren Intermodulationsprodukte liegen meist außerhalb des Nutzfrequenzbands und werden deshalb in Selektivverstärkern mehr oder weniger gut unterdrückt. Eine Ausnahme bildet die Brummodulation. Sie entsteht, wenn die Versorgungsspannung schlecht gesiebt ist und an die Basis eines Verstärkertransistors gelangt. Es entsteht eine Modulation im Nutzfrequenzband (50 oder 100 Hz). Sie kann nur durch Verzicht auf diese Frequenzanteile im NF-Teil augesiebt werden. Nach [3] erzeugt eine Brummspannung von 0,1 mV bereits eine Brummodulation von 1 %. Eine sorgfältige Siebung in der Stromversorgung ist deshalb erforderlich.
Bezüglich der Intermodulation und der Kreuzmodulation (einer speziellen Art der Intermodulation) sei auf [3] verwiesen. Beiden ist gemeinsam, daß Stör- und Nutzssignal oder nur Störsignale infolge der Nichtlinearität Produkte erzeugen, die im Nutzfrequenzbereich des Selektivverstärkers liegen und damit nicht mehr vom Nutzsignal getrennt werden können.
Starke Störsignale können aber auch bei nicht ausreichender Vorselektion (Bild 2.3) an die 1. Verstärkerstufe gelangen und diese bis in die Sättigung aussteuern. In diesem Fall verlagert sich der Arbeitspunkt auch für das Nutzsignal so, daß V_U sehr kleine Werte annimmt und das Nutzsignal nicht mehr ausreichend verstärkt wird (Zustopfen, Blockieren). Intermodulation und Blok-

kieren lassen sich nur verringern, wenn vor den nichtlinearen Bauelementen die Selektionsmittel angeordnet werden. Damit vermindert man störende Signale am Eingang des nichtlinearen Verstärkers. Die originalgetreue Signalverarbeitung (der Dynamikbereich) ist nach oben also immer durch die nichtlinearen Eigenschaften, nach unten durch das Rauschen eines Verstärkers begrenzt.
Das nichtlineare Verhalten von Verstärkern bei großer Aussteuerung wird aber auch gewünscht. So erwartet man eigentlich von einem Empfänger insgesamt eine Übertragungscharakteristik ähnlich Bild 2.5, allerdings ohne die oben genannten unangenehmen Störungen; das Ausgangssignal soll für alle Eingangssignale möglichst gleich sein. Erreicht wird das durch eine amplitudenabhängige Verstärkungsregelung oder bei FM-Signalen durch Begrenzung. Im Abschnitt 4.4. ist dazu Näheres dargestellt.

Phasen- und Gruppenlaufzeitverhalten

Bereits bei den Darlegungen zur Bandbreite wurde auf das Amplitudenverhalten im Durchlaßbereich eines Selektivverstärkers eingegangen. Im folgenden soll nun das Phasenverhalten betrachtet werden. In Bild 2.6 ist die Phasencharakteristik eines Resonanzkreises dargestellt. Sie entspricht damit etwa der des Verstärkers nach Bild 2.1, wenn man die Phasenverschiebung im Transistor als frequenzunabhängig annimmt und vernachlässigt.
Bei der Übertragung von AM-Ton-Signalen stört die im Durchlaßbereich unterschiedliche Phasenverschiebung der unterschiedlichen NF-Frequenzen wenig, da das menschliche Ohr unempfindlich gegen solche Phasenverschiebungen ist. Das gilt aber nicht für hochwertige stereofone Übertragung, da es in diesem Fall auf die Phasenlage ankommt. FM-Signale dürfen im Selektivverstärker in ihrer Phasenlage nicht verändert werden, da die Demodulatoren bekanntlich auf die Phase reagieren. Bei der Übertragung von Viedeosignalen verursachen Phasenunterschiede im Durchlaßbereich unterschiedliche Laufzeiten der verschiedenen Modulationsfrequenzen und damit ortsabhängige

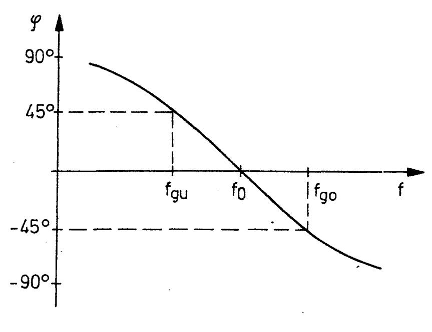


Bild 2.6
Phasencharakteristik eines Schwingkreises

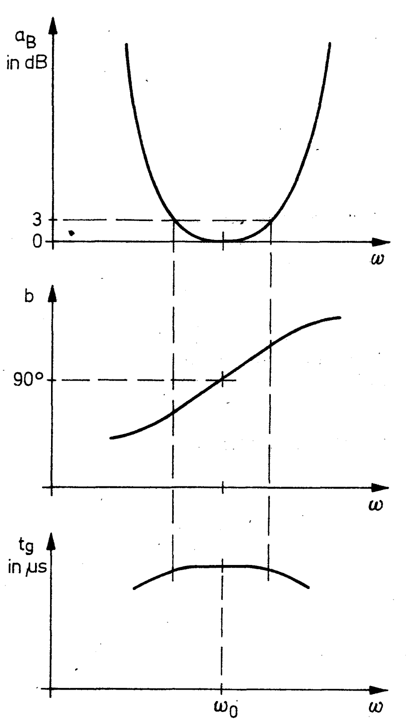


Bild 2.7
Zusammenhang von Betriebsdämpfung a_B, Phasenmaß b und Gruppenlaufzeit t_g

Verzerrungen auf dem Bildschirm, auf die das menschliche Auge sehr empfindlich reagiert.
Als Kenngröße der Phasenverschiebung zwischen Eingang und Ausgang eines Filters ist das *Phasenmaß b* definiert. Es ergibt sich als Phasendifferenz zwischen Generator- und Verbraucherspannung (Bild 2.2) im Bogenmaß. Die für das Übertragungsverhalten wichtige Phasenlaufzeit

$$t_P = \frac{b}{\omega} \tag{2.15}$$

gilt nur für eine Frequenz. Bei der Übertragung von Nachrichten (Signalen mit unterschiedlichen Frequenzen) spielt die Gruppenlaufzeit

$$t_g = \frac{\mathrm{d}b}{\mathrm{d}\omega} \tag{2.16}$$

als Funktion der Frequenz im Übertragungsbereich eine große Rolle. Sie sollte konstant sein; das setzt einen frequenzlinearen Verlauf des Phasenmaßes b voraus. Bild 2.6 zeigt den Phasenverlauf eines Schwingkreises. An den Grenzen des Frequenzbands (f_{gu}, f_{go}) ist bereits eine leichte Krümmung zu sehen.
Zur Verdeutlichung ist in Bild 2.7 das Verhalten eines 2kreisigen *LC*-Bandfilters (s. auch Abschn. 3.2.) dargestellt. Da Betriebsdämpfung a und Phasenmaß b eines Filters voneinander abhängen, besteht also zum Laufzeitverhalten (t_g) eine eindeutige Abhängigkeit.
Wie bereits angedeutet, spielt die Laufzeit insbesondere bei der Impulsübertragung eine große Rolle. Ein Impuls läßt sich in die Grundwelle und Oberwellen zerlegen. Werden die Oberwellen infolge ihrer höheren Frequenzen und der unterschiedlichen Laufzeit verzögert, so läßt sich der Impuls nicht ordnungsgemäß zusammensetzen. Es entstehen Verzerrungen, die insbesondere bei der Bildübertragung stören. Aber auch bei der Übertragung von Stereosignalen führen Laufzeitfehler zur Verfälschung (s. auch Abschn. 3.4.). Der Amateur greift deshalb meist auf für solche Anwendungen industriell gefertigte Selektionsmittel zurück.

3. Selektionsmittel

Ein großer Teil der Anforderungen an Selektivverstärker wird von den Selektionsmitteln befriedigt. Sie können entsprechend der Darstellung in Bild 2.1b meist getrennt vom Verstärker betrachtet werden. Hier werden sie deshalb zuerst untersucht.
Ein ideales Selektionsmittel müßte eine bestimmte Bandbreite B bei geradlinigem Durchlaßbereich und unendlich großer Selektivität S_T gegenüber allen anderen Frequenzen aufweisen. Da diese Forderungen nur begrenzt angenähert werden können, gibt es zahlreiche technologische Realisierungen. In Bild 3.1 ist eine Übersicht der wichtigsten und für den Amateur interessanten Selektionsmittel angegeben. Zur Charakterisierung der Anwendungsbereiche wurde die maximal erreichbare Güte Q über der Durchlaßfrequenz f dargestellt. RC-Filter sind nur für tiefe Frequenzen unter 100 kHz von Bedeutung. Sie werden deshalb nicht

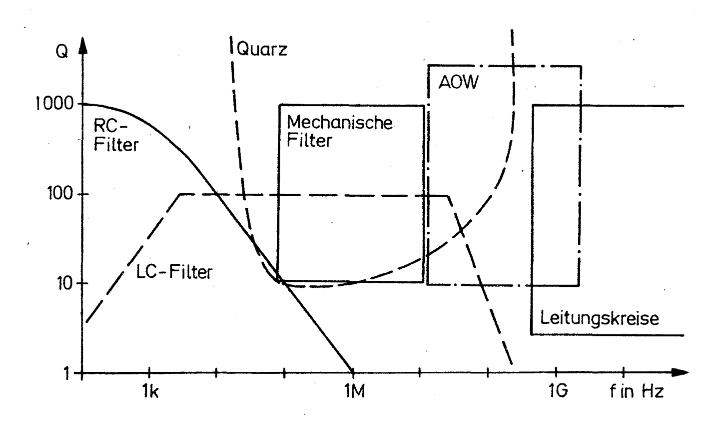


Bild 3.1 Frequenzbereiche von Filtern

weiter betrachtet. Für den Amateurfunk werden in erster Linie LC-Filter von Interesse sein, zumal sie auch vom Standpunkt der Kosten günstig liegen.

3.1. Schwingkreis

Grundelement aller LC-Filter ist der Schwingkreis. Er besteht aus der Reihen- oder Parallelschaltung von Spule und Kondensator. Meist wird als Selektionsmittel der Parallelschwingkreis verwendet. In Bild 3.2a ist seine Ersatzschaltung aus Spule (L mit Spulenverlusten R_L) und Kondensator (C mit Kondensatorverlusten R_C) dargestellt. Meist können die Kondensatorverluste gegenüber den Spulenverlusten vernachlässigt werden ($R_C \rightarrow \infty$). Für die verbleibende Schaltung ergibt sich aus einer entsprechenden Rechnung (z. B. in [6]) der Gesamtwiderstand zu

$$Z = \frac{R_P}{1 + j\, Q_O v} \tag{3.1}$$

mit dem Resonanzwiderstand

$$R_P = \frac{1}{R_L\, \omega_O^2\, C^2} = \frac{L}{R_L\, C}\,, \tag{3.2}$$

der Schwingkreisgüte (Leerlaufgüte)

$$Q_O = R_P\, \omega_O\, C = \frac{Z_S}{R_L} = \frac{R_P}{Z_S}\,, \tag{3.3}$$

dem Schwingwiderstand (einer Rechengröße)

$$Z_S = \omega_O L = \frac{1}{\omega_O\, C} = \sqrt{\frac{L}{C}}\,, \tag{3.4}$$

der Resonanzfrequenz

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\, C}} \tag{3.5}$$

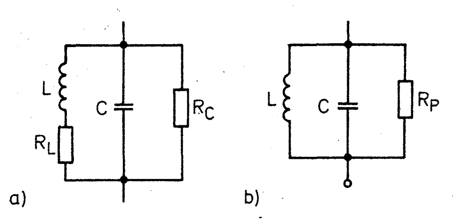


Bild 3.2 Ersatzschaltungen des Parallelschwingkreises;
a – mit Berücksichtigung der Verluste, b – übliche Darstellung

und der Verstimmung

$$v = \frac{f}{f_O} - \frac{f_O}{f} . \tag{3.6}$$

In Bild 3.2b ist die Ersatzschaltung entsprechend Gl. (3.1) und Gl. (3.2) dargestellt. Sie ist im Verhalten mit der Schaltung nach Bild 3.2a identisch. Mit der Gl. (3.2) kann der Einfluß von Kondensatorverlusten genauer abgeschätzt werden. Bei $R_C \gg R_P$ können sie vernachlässigt werden.
Da Gl. (3.1) eine komplexe Gleichung ist, erhält man für den Betrag

$$Z = |Z| = \frac{R_P}{\sqrt{1 + (Q_O v)^2}} \tag{3.7}$$

und für die Phase

$$\varphi = -\arc\tan Q_O v . \tag{3.8}$$

Beide Größen sind von der Verstimmung (und damit von der Frequenz) abhängig. In Bild 3.3 sind sie normiert auf $\Omega = Q_O v$ dargestellt.
Die für den Selektivverstärker interessierenden Parameter ergeben sich nun wie folgt: Für Frequenzabweichungen f nahe der Resonanzfrequenz f_O erhält man mit Gl. (3.6)

$$v \approx \frac{2\Delta f}{f_O} . \tag{3.9}$$

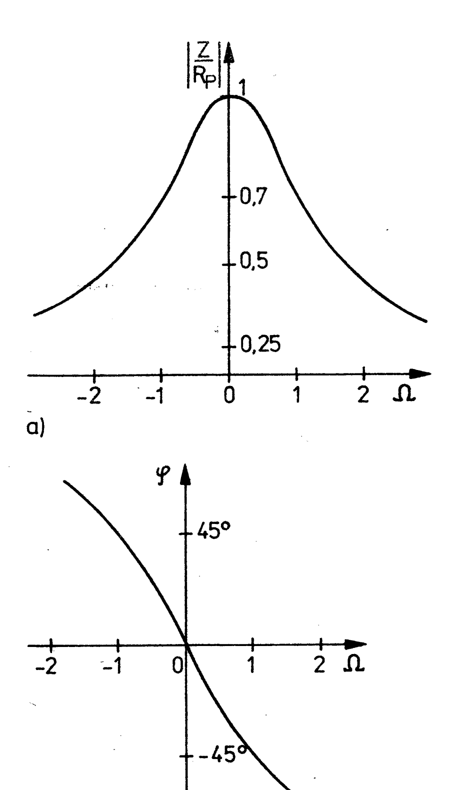


Bild 3.3
Resonanzwiderstand des Parallelschwingkreises

Aus Bild 3.3a folgt beim Abfall der Amplitude auf 0,7 (s. Definition der Bandbreite in Abschn. 2.) für die normierte Verstimmung

$$\Omega = Q_O v = \pm 1 \qquad (3.10)$$

mit $f_{gu} = \Delta f_O - f$ und
$f_{go} = f_O + \Delta f$. Damit wird die Bandbreite

$$B = 2\Delta f = \frac{f_O}{Q_O} . \qquad (3.11)$$

Für die Berechnung der Selektivität gilt nach Gl. (2.9)

$$S_T = \sqrt{1 + \Omega^2} . \qquad (3.12)$$

Bei großen Abweichungen von der Resonanzfrequenz f_O ist für die Verstimmung die Gl. (3.6) zu verwenden. Nur im Nachbarkanal kann mit Gl. (3.9) gerechnet werden.
Meist wird der Schwingkreis durch die übrige Schaltung bedämpft. In der Ersatzschaltung Bild 3.2b ist also ein weiterer Widerstand zu R_P parallel zu schalten. R_P wird nach Gl. (3.3) kleiner. Die daraus resultierende Betriebsgüte Q_B beeinflußt die Bandbreite nach Gl. (3.11) und die Selektivität nach Gl. (3.12) entsprechend.
Ein Zahlenbeispiel soll das verdeutlichen:
Gegeben ist eine Spule mit $L = 80 \mu H$, $Q_O = 90$. Bei der Frequenz $f_O = 455\,kHz$ (AM-Zwischenfrequenz) ist die erforderliche Kapazität C zu bestimmen. Außerdem sind Bandbreite B und Nachbarkanalselektivität S_T bei AM-Rundfunk ($\Delta f = 9\,kHz$) zu berechnen.
Aus Gl. (3.5) folgt

$$C = \frac{1}{(2\pi f_O)^2 L} ; \qquad (3.13)$$

es ergibt sich $C = 1{,}5\,nF$. Aus Gl. (3.11) erhält man $B = 5{,}06\,kHz$; aus Gl. (3.12) unter Beachtung von Gl. (3.9) wird $S_T = 3{,}7$. Weder die Bandbreite von etwa 5 kHz noch die Selektivität von rund 4 befriedigen bereits für einen Rundfunkempfänger. Es sind deshalb weitere Filter erforderlich. Eine durch Dämpfung bewirkte Güteminderung auf $Q_B = 45$ würde zwar die Bandbreite nach Gl. (3.11) verdoppeln, die Selektivität aber weiter verschlechtern.
Die beim Beschalten auftretende Güteminderung kann durch Impedanztransformation verringert werden. Dazu eignet sich sowohl ein Transformator (2. Wicklung, die mit dem L des Schwingkreises gekoppelt ist) als auch eine induktive oder kapa-

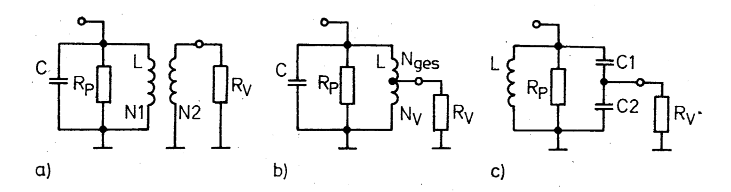


Bild 3.4 Schaltungen zur Impedanztransformation;
a – Transformator, b – angezapfte Spüle, c – kapazitiv

zitive Teilung. In Bild 3.4 sind die Schaltungen dargestellt. Der Verbraucherwiderstand R_V faßt alle beim Beschalten wirksamen Belastungen zusammen. Er wird entsprechend dem Übersetzungsverhältnis $ü$ auf den Wert

$$R_V^* = ü^2 R_V \tag{3.14}$$

transformiert und wirkt wie eine Parallelschaltung zu R_P. Die Betriebsgüte des Schwingkreises ist dann nach Gl. (3.3)

$$Q_B = \frac{R_P \| ü^2 R_V}{Z_S} . \tag{3.15}$$

Das Übersetzungsverhältnis ergibt sich bei transformatorischer Ankopplung nach Bild 3.4a zu

$$ü = \frac{N_1}{N_2} , \tag{3.16}$$

nach Bild 3.4b zu

$$ü = \frac{N_{ges}}{N_V} \tag{3.17}$$

und bei kapazitiver Ankopplung (Bild 3.4c) zu

$$ü = \frac{C_1 + C_2}{C_1} . \tag{3.18}$$

Die kapazitive Ankopplung hat vor allem dann einen Sinn, wenn

die Spule des Schwingkreises bereits gegeben ist und nicht verändert werden kann.
Die Transformationsschaltungen nach Bild 3.4 bewirken nicht nur eine Wirkwiderstandstransformation, sondern übersetzen auch Blindwiderstände entsprechend Gl. (3.14). In Verstärkerschaltungen tritt neben der ohmschen Belastung vor allem eine kapazitive Komponente auf (Ein- und Ausgangskapazität des Transistors, Schaltkapazitäten). Die Kapazität C wird am Schwingkreis mit

$$C_V^* = \frac{C_V}{\ddot{u}^2} \tag{3.19}$$

wirksam. Sie erhöht die Kreiskapazität und vermindert damit über Gl. (3.5) die Resonanzfrequenz. Durch Abgleich (Verminderung der Induktivität L oder der Kapazität C) wird dieser Einfluß ausgeglichen.
Schwingkreise kann der Amateur nicht nur selbst berechnen [6], sondern auch leicht selbst bauen. In [4] wird gezeigt, wie man Spulen dimensioniert und wickelt. Man kann aber auch fast alle für Rundfunkempfang erforderlichen Filterspulen [7] oder komplette Filter [8] erwerben. Insbesondere die in [7] vorgestellten Miniaturfilterspulen lassen sich durch entsprechende Wahl des zuzuschaltenden Kondensators auch außerhalb der Rundfunkbereiche (z. B. Amateurfunk) verwenden.

3.2. *LC*-Bandfilter

Mit gekoppelten Schwingkreisen lassen sich bessere Selektionseigenschaften als mit Einzelschwingkreisen erzielen. Am weitesten verbreitet sind Anordnungen mit 2 Kreisen. Es soll ein symmetrischer Aufbau (beide Kreise haben gleiche L, C und Q_O) vorausgesetzt werden. Die Kreise sind dann transformatorisch (Bild 3.5 a) oder kapazitiv gekoppelt. Bei kapazitiver Kopplung unterscheidet man zwischen Fußpunkt- (Bild 3.5 b) und Kopfkopplung (Bild 3.5 c). Induktive Kopplung (an Stelle von C_K wird eine Induktivität L_K eingesetzt) ist nicht üblich. Für den Koppelfaktor

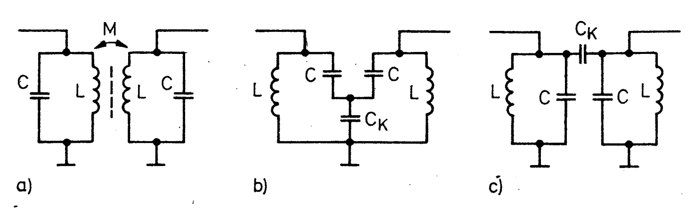


Bild 3.5 2kreisiges Koppelfilter;
a – transformatorisch gekoppelt, b – kapazitive Fußpunktkopplung, c – kapazitive Kopfkopplung

gilt bei transformatorischer Kopplung

$$k = \frac{M}{L}\,, \tag{3.20}$$

bei Fußpunktkopplung

$$k = \frac{C}{C_K} \tag{3.21}$$

und bei Kopfkopplung

$$k = \frac{C_K}{C}\,. \tag{3.22}$$

Meist wird bei Zweikreisfiltern die transformatorische Kopplung benutzt, weil bei Verändern des Koppelfaktors die Mittenfrequenz konstant bleibt [6].
Bei hochohmiger Ansteuerung am Eingang erhält man für den Betrag der Ausgangsspannung [9]

$$\frac{U_2}{U_{2max}} = \frac{1 + x^2}{\sqrt{(1 + x^2)^2 - 2\,\Omega^2(x^2 - 1) + \Omega^4}} \tag{3.23}$$

mit

$$x = k\,Q_O\,, \tag{3.24}$$

der normierten Kopplung. In Bild 3.6 ist Gl. (3.23) für einige Werte von x dargestellt. Es ergeben sich 3 charakteristische Fälle:

$$x = k\,Q_O < 1$$

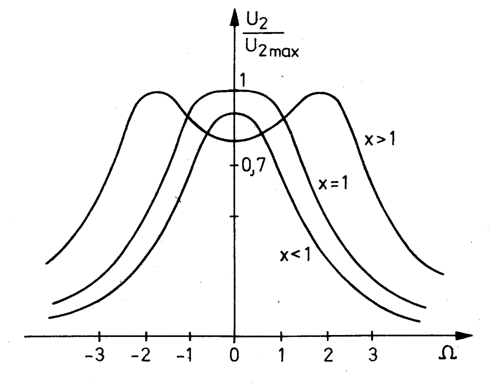


Bild 3.6 Durchlaßcharakteristik eines Bandfilters

unterkritische Kopplung, bei der die Durchlaßkurve der eines Einzelkreises ähnelt, aber die maximale Ausgangsspannung noch nicht erreicht wird;

$$x = \mathrm{k}\,Q_\mathrm{O} = 1$$

kritische Kopplung, bei der die Ausgangsspannung bei $\Omega = 1$ ihr Maximum erreicht;

$$x = \mathrm{k}\,Q_\mathrm{O} > 1$$

überkritische Kopplung mit einer gewissen Welligkeit im Durchlaßbereich.

Für die Praxis interessiert die unterkritische Kopplung nicht. Kritische Kopplung ergibt einen ebenen Verlauf im Durchlaßbereich mit einer Bandbreite von

$$B = \sqrt{2}\,\frac{f_\mathrm{O}}{Q_\mathrm{O}}\,. \tag{3.25}$$

Die Selektivität ist

$$S_\mathrm{T} = \sqrt{1 + \tfrac{1}{4}\,\Omega^4}\,. \tag{3.26}$$

Bei überkritischer Kopplung treten Höcker (Maxima der Ausgangsspannung) bei

$$\Omega = \pm\sqrt{x^2 - 1} \tag{3.27}$$

auf. Damit kann die Bandbreite gegenüber Gl. (3.25) weiter vergrößert werden, wobei allerdings der Durchlaßbereich welliger ist. Für die Bandbreite ergibt sich

$$B = \frac{f_O}{Q_O}\sqrt{x^2 + 2x - 1}\,, \tag{3.28}$$

d. h., die Bandbreite kann durch Verändern der Kopplung eingestellt werden. Mit zunehmender Kopplung nimmt aber die Welligkeit zu. Bei $x \approx 2{,}4$ ist der Abfall in Bandmitte 30 % (also gleich den Bandgrenzen) und damit die sinnvolle Grenze dieser Möglichkeit gesetzt.

Zum Vergleich mit dem Einzelkreis soll als Zahlenbeispiel für kritische Kopplung mit 2 Kreisen nach Abschnitt 3.1. gerechnet werden: $Q_O = 90$, $f_O = 455\,\text{kHz}$.

Es ergeben sich für die Bandbreite nach Gl. (3.25) $B = 7{,}15\,\text{kHz}$ und die Selektivität ($\Delta f = 9\,\text{kHz}$) nach Gl. (3.26) $S_T = 6{,}4$. Die Verbesserungen gegenüber dem Einzelkreis sind ersichtlich.

Für weitere Berechnungen sei auf [6] verwiesen. Der Selbstbau erfordert bereits mehr Geschick als bei Einzelkreisen, denn die Kopplung ist bei transformatorisch gekoppelten Schwingkreisen nach Gl. (3.20) von der Gegeninduktivität M abhängig. Letztere wird vom Abstand der beiden Induktivitäten bestimmt und läßt sich schwer vorher berechnen. Vielfach wird der Amateur deshalb auf fertige Filter nach [7] oder [8] zurückgreifen.

Zur genauen Abstimmung der Schwingkreise (zum Abgleich des Selektivverstärkers) kann im allgemeinen die Induktivität durch Verdrehen des Kerns variiert werden. Beim Einzelkreis sind Meßgenerator und Indikator (Röhren- oder Transistorvoltmeter) lose an den Kreis zu koppeln und das Filter auf Maximum bei der gewünschten Frequenz f_O abzustimmen. Beim Zweikreisfilter ist jeder der beiden Schwingkreise auf f_O abzustimmen, allerdings so, daß sie sich nicht gegenseitig beeinflussen. Das erreicht man dadurch, daß der jeweils nicht abzugleichende Kreis stark bedämpft (Parallelschalten eines Widerstands $R \ll R_P$) oder stark

verstimmt (Parallelschalten einer Kapazität $\geqq C$ des Schwingkreises) wird.
Soll die Kopplung (im Interesse einer optimalen Bandbreiteeinstellung) noch variiert werden, benutzt man meist die kapazitive Kopplung Bild 3.5c. Für C_K ist dann ein Trimmer (einstellbarer Kondensator) zu verwenden. Der Abgleich der Kreise ist, wie beschrieben, vorzunehmen. Dann wird ohne Bedämpfung oder Verstimmung mit C_K die Bandbreite eingestellt. Alle diese Abgleichvorgänge sind in der angegebenen Reihenfolge zu wiederholen, da bei kapazitiver Kopplung C_K auch die Resonanzfrequenz der Kreise mit beeinflußt.

Mehrkreisfilter

Für Kompaktfilter (Selektion eines Geräts in nur einem Filter mit anschließender Verstärkung durch integrierten Schaltkreis – s. Abschn. 4.4.) genügt ein 2kreisiges Bandfilter meist nicht. Mehrkreisfilter gestatten eine weitere Erhöhung der Selektivität bei vorgegebener Bandbreite. Die Schwingkreise sind kapazitiv gekoppelt. Als Beispiel zeigt Bild 3.7 einen Auszug aus der Applikationsschaltung für den Schaltkreis *A 281* [10] im AM-Rundfunkempfänger. Verwendet werden handelsübliche Schwingkreise, die untereinander mit $C_K = 10\,pF$ gekoppelt sind. Der Abgleich ist wie beim Zweikreisfilter schrittweise vorzunehmen

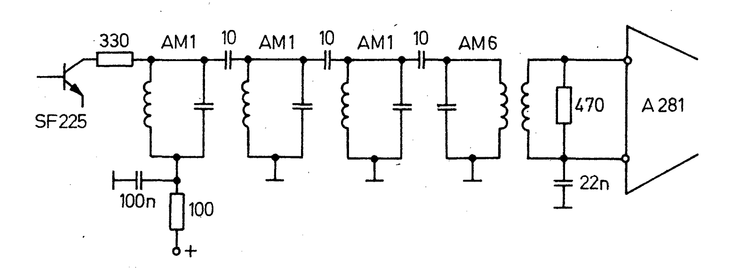


Bild 3.7 Beispiel eines Mehrkreisfilters

(Verstimmen des 2. Kreises, Abgleich 1. Kreis auf Maximum usw.).
Ein Verfahren zur Dimensionierung von Mehrkreisfiltern ist in [11] dargestellt. Die praktische Bedeutung von *LC*-Mehrkreisfiltern sinkt aber, da Kompaktfilter für Standardanwendungen (Rundfunk, kommerzielle Funktechnik) als mechanische Resonatoren gefertigt werden (s. Abschn. 3.4. und Abschn. 3.5.).

3.3. Elektrische Resonatoren

LC-Schwingkreise mit ausreichender Güte Q_O lassen sich nur bis etwa 200 MHz aufbauen. Die Induktivität besteht dann bereits nur noch aus wenigen Windungen, die einen beachtlichen Teil der Energie abstrahlen (große Verluste, R_L groß, Q_O klein). Man verwendet deshalb oberhalb 300 MHz Leitungskreise. Das sind elektrische Resonatoren, deren Wirkprinzip auf der Ausbildung stehender Wellen auf einer kurzgeschlossenen oder offenen Leitung beruht.
Für eine am Ende kurzgeschlossene verlustlose Leitung (Paralleldrahtleitung, Koaxialleitung) ergibt sich der Eingangswiderstand zu

$$Z_e = j\, Z_L \tan \beta l; \qquad (3.29)$$

Z_L – Wellenwiderstand der Leitung (abhängig vom geometrischen Aufbau), l – Leitungslänge, λ – Wellenlänge, β – Wellenzahl.
Dabei gilt

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad (3.30)$$

und

$$\lambda = \frac{v_L}{f}; \qquad (3.31)$$

v_L – Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektrischen Welle auf dem Kabel.

Bei Luft als Dielektrikum ist $v_L \approx c = 300000\,\text{km s}^{-1}$. Entsprechend der tan-Funktion wird der Eingangswiderstand der Leitung bei

$$l = \frac{\lambda}{4}, \frac{3}{4}\lambda, \frac{5}{4}\lambda, \ldots$$

unendlich groß und bei

$$l = \frac{\lambda}{2}, \lambda, \frac{3}{2}\lambda, \ldots$$

gleich Null. Der Verlauf von Z_e über der Frequenz in der Nähe dieser Stellen entspricht bei einer realen Leitung (mit geringen Verlusten) im 1. Fall einem Parallelschwingkreis, im 2. Fall einem Reihenschwingkreis. Die am Ende offene Leitung verhält sich dazu dual. Sie wird aus praktischen Erwägungen selten verwendet.
In Bild 3.8 ist zur Veranschaulichung die $\lambda/4$-lange kurzgeschlossene Leitung mit der örtlichen Strom- und Spannungsverteilung der stehenden Welle dargestellt. Dieser Resonator wird als *Topfkreis* aufgebaut, d.h., eine Koaxialleitung ist 1seitig kurzgeschlossen und bildet mit ihrem Außenleiter den Topf, in dem der Innenleiter steht. Im Interesse geringer Verluste sind die inneren Oberflächen des Topfes und die Oberfläche des Innenleiters möglichst gut leitend auszuführen (glattes Kupfer, eventuell versilbert). Der Außenleiter verhindert die Energieabstrahlung, so daß Güten von $Q_O = 1000$ erreichbar sind.
Beim praktischen Einsatz von Leitungskreisen ist ihre Belastung durch die äußere Schaltung immer zu beachten. Ein Wirkwiderstand verringert wie beim *LC*-Schwingkreis die Güte. Blindwiderstände ändern die Gesamtresonanzfrequenz, bzw. sie erfordern eine geometrische Verlängerung oder Verkürzung der Leitung bei gleicher Resonanzfrequenz [6]. So wirkt eine Kapazität parallel zum Eingang einer $\lambda/4$-langen kurzgeschlossenen Leitung verkürzend. Die Länge der Leitung muß dann

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{1}{\omega_O C Z_L} \tag{3.32}$$

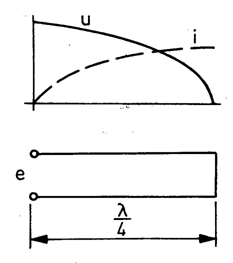


Bild 3.8
Kurzgeschlossene Leitung mit Strom- und Spannungsverteilung

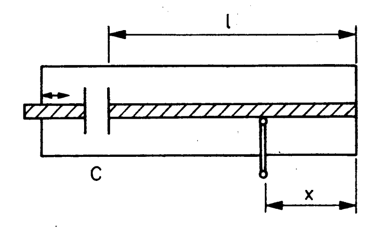


Bild 3.9
Topfkreis mit Abstimmkapazität und Ankopplung

sein [6]. Mit *C* kann der Topfkreis auch abgestimmt werden (Bild 3.9). Die äußere Schaltung wird galvanisch oder über Koppelkondensator angekoppelt. Es ist auch eine Koppelschleife denkbar. Wenn man, wie in Bild 3.9 dargestellt, nicht am offenen Ende ankoppelt, sondern an einer beliebigen Stelle x, so wird gleichzeitig der angekoppelte Widerstand transformiert; Berechnungen in [6].

Der Amateur verwendet Leitungskreise insbesondere in der UHF-Empfangstechnik sowie für Amateurfunk bei 70 cm und kürzeren Wellenlängen. Praktische Aufbauten weichen von der koaxialen Anordnung des Topfkreises ab. Vielfach genügt ein quadratischer oder rechteckiger Hohlraum (aus kupferkaschiertem Leiterkartenmaterial) mit einem Innenleiter (Cu-Draht, möglichst versilbert). Resonatoren werden auch ähnlich wie *LC*-Schwingkreise durch Koppeln zu Bandfiltern kombiniert. Als Beispiel sei auf [12] verwiesen.

Streifenleitungsresonatoren sind nicht nur in der kommerziellen Technik eine Alternative zum Topfkreis. Das Grundprinzip dieser Resonatoren entspricht dem der koaxialen Topfkreise, die eigentliche Leitung ist aber offen (ähnlich einer Paralleldrahtleitung). Von den unterschiedlichen Formen ist in Bild 3.10 die unsymmetrische Streifenleitung dargestellt. Sie entsteht aus

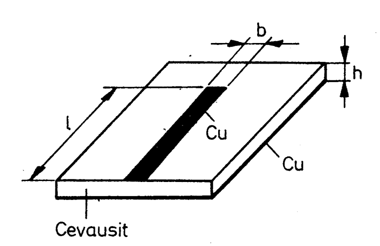


Bild 3.10
Unsymmetrische Streifenleitung

einer 2seitig kupferkaschierten Leiterkarte durch Ätzen einer Seite in Form der angedeuteten Leitung. Das Trägermaterial sollte ein hochwertiges Dielektrikum sein, z. B. *Cevausit* mit $\varepsilon_r \approx 4{,}8$. Übliche Dicke ist $h = 1{,}5$ mm. Für die Anwendung als Resonator ist die Länge l entscheidend; siehe oben. Die Wellenlänge des Streifenleiters λ_L wird durch das Dielektrikum gegenüber Luft verkürzt:

$$\lambda_L = \frac{\lambda_O}{\sqrt{\varepsilon_r}} \,. \qquad (3.33)$$

Mit Streifenleitungs-Resonatoren auf *Cevausit* werden Güten bis $Q_O \approx 300$ erreicht. Damit sind sie auch für den Amateur von Interesse, zumal ihr Aufbau unkompliziert ist. In [13] werden Berechnung und Einsatzmöglichkeiten dargestellt.
Zu den elektrischen Resonatoren gehören auch noch die für den Amateur vorerst kaum zugänglichen Hohlraumresonatoren sowie elektromagnetische Resonatoren wie der dielektrische Resonator und der YIG- (Yttrium-Iron-Garnet-) Resonator. Ihr Anwendungsbereich liegt bei sehr hohen Frequenzen (GHz). Die erforderlichen Aufwendungen zu ihrer Herstellung übersteigen die Möglichkeiten der Amateure.

3.4. Mechanische Resonatoren und Filter

Das Prinzip des Resonators, Aufrechterhaltung eines Schwingzustands bei nur geringer Zufuhr von Wirkleistung, ist auch durch

mechanische Schwinger zu verwirklichen. Voraussetzung zur Nutzung mechanischer Resonatoren als elektrische Selektionsmittel ist ein- und ausgangseitige elektromechanische Energieumwandlung. Mechanische Resonatoren werden elektrisch oder mechanisch miteinander gekoppelt. Letztere Anordnung nennt man *mechanisches Filter*.

Als mechanische Resonatoren sind vor allem Schwingquarze (nachfolgend nur *Quarz* genannt), Metallresonatoren und keramische Resonatoren von Interesse. Ihre Wirkungsweise sowie die für den Amateur wichtigen Filteranordnungen werden beschrieben.

Quarz

Ein Schwingquarz besteht aus einer Quarzscheibe der Dicke d, die zwischen 2 Metallelektroden angeordnet ist (Bild 3.11 a). Die Metallelektroden stellen im Zusammenwirken mit der Quarzscheibe einen piezoelektrischen Wandler dar. Die Quarzscheibe bildet gleichzeitig den mechanischen Resonator. Ein Quarz ist damit ein Zweipolresonator. Bild 3.11 b zeigt das Schaltzeichen; die Ersatzschaltung ist in Bild 3.11 c dargestellt. C_0 ist die statische Kapazität der Anordnung; C_1 L_1 und R_1 sind dynamische

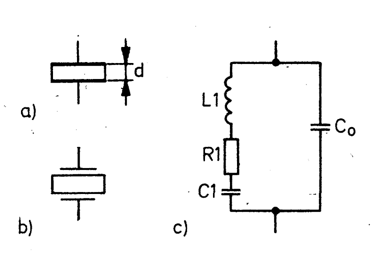


Bild 3.11
Schwingquarz;
a – Aufbau, b – Schaltzeichen, c – Ersatzschaltung

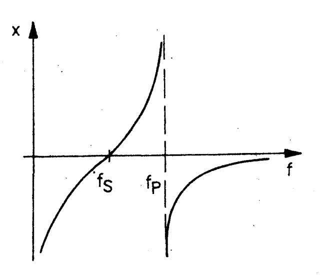


Bild 3.12
Blindwiderstandsverlauf eines Quarzes

Ersatzgrößen für die Reihenresonanz des Quarzes. Die Ersatzdarstellung ergibt sich aus dem Widerstandsverlauf des Resonators über der Frequenz. In Bild 3.12 ist der Blindanteil dieses Verlaufs zu sehen. Für den Quarz ist typisch, daß die Resonanzfrequenz des Serienschwingkreises

$$f_S = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \tag{3.34}$$

nur wenig kleinere Werte als die Parallelresonanz

$$f_P = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \dfrac{C_1 C_O}{C_1 + C_O}}} \tag{3.35}$$

hat. Für einen 1-MHz-Quarz gelten beispielsweise folgende Ersatzgrößen:

$$L_1 = 1{,}5\,\mathrm{H};\ C_1 = 0{,}016\,\mathrm{pF};\ R_1 = 60\,\Omega;\ C_O = 16\,\mathrm{pF}.$$

Die Güte eines Quarzes ist sehr hoch; im Beispiel bei Parallelresonanz etwa 5000.
Die sich ausbildenden mechanischen Schwingungen können unterschiedlich sein: Biegungs-, Dehnungs-, Flächenscher- und Dickenscherschwingungen. Oberhalb 600 kHz werden ausschließlich Dickenschwinger angewendet. Für die Grundfrequenz eines solchen Schwingers gilt

$$f/\mathrm{kHz} \approx \frac{1670}{d/\mathrm{mm}}\,. \tag{3.36}$$

Bei 20 MHz ist $d < 0{,}1$ mm und damit die Grenze der mechanischen Festigkeit erreicht. Oberhalb dieser Frequenz nutzt man mechanische Oberwellen im Quarz bis etwa 200 MHz aus. In [3] sind weitere Angaben auch zu wichtigen Kennwerten enthalten.
Quarze zeichnen sich nicht nur durch ihre hohe Güte, sondern auch durch eine hohe Temperaturstabilität und geringe Alterung aus. Deshalb werden sie vor allem zur Oszillatorstabilisierung verwendet.

Quarzfilter

Für Filteranwendungen sind unterschiedliche Anordnungen gebräuchlich. Beim *Phasingfilter* (Quarzbrückenfilter) nutzt man die Serienresonanzfrequenz eines Quarzes aus. Der von der Parallelkapazität C_O verursachte Blindstrom wird in einer Brükkenschaltung durch den über C_P fließenden gegenphasigen Strom kompensiert (Bild 3.13a). Damit erzeugt nur der Strom durch den Serienkreis L_1, C_1, R_1 an R_V einen Spannungsabfall. Die resultierende Resonanzkurve wird durch R_G und R_V bedämpft. Die Durchlaßkurve (Bild 3.13b) zeigt auch einen Dämpfungspol, der durch C_p in seinem Frequenzabstand verschoben wird. Man

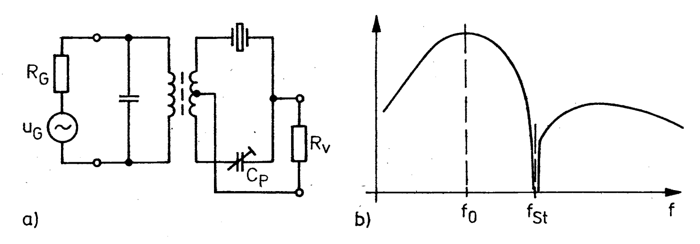


Bild 3.13 Phasingfilter;
a – Schaltung, b – Durchlaßkurve

kann damit einen benachbarten Störsender wirksam unterdrükken, die Weitabselektion nach höheren Frequenzen verschlechtert sich aber, je näher der Dämpfungspol an f_O liegt [3]. Statt des Kompensationskondensators C_P wird auch ein 2. Quarz mit etwas abweichender Resonanzfrequenz eingesetzt [5]. Die Selektionseigenschaften des Phasingfilters verbessern sich dabei wesentlich. Angewendet werden solche Filter vor allem im Amateurfunk, insbesondere auch bei Einseitenbandbetrieb.
Quarzabzweigfilter bestehen aus der Reihenschaltung von Quarzen gleicher Resonanzfrequenz, die mit Kondensatoren in Form einer Abzweigschaltung angeordnet sind (Bild 3.14a). Die Bandbreite der Durchlaßkurve (Bild 3.14b) läßt sich mit der Koppelkapazität C einstellen [14]. Die Welligkeit im Durchlaßbereich ist

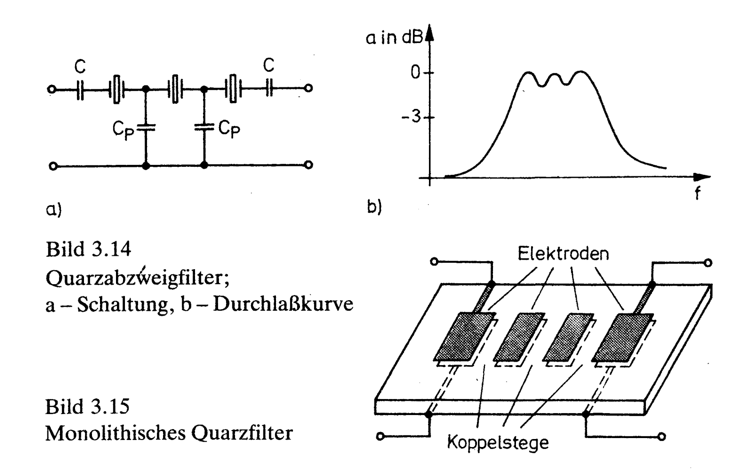


Bild 3.14
Quarzabzweigfilter;
a – Schaltung, b – Durchlaßkurve

Bild 3.15
Monolithisches Quarzfilter

kleiner als 1dB. Eine Variation der Bandbreite ist auch durch Umschalten möglich [3].
Monolithische Quarzfilter (MQF) arbeiten nach dem Prinzip der eingefangenen Energie (energy trapping). Sie entstehen durch paarweise auf dem Quarzsubstrat aufgedampfte metallische Elektroden (den Resonanzgebieten). Die Resonanzgebiete werden mechanisch durch Koppelstege (Bild 3.15) gekoppelt. Auf einem Substrat werden 2, 3 oder 4 Resonanzgebiete angeordnet. Mehrere solcher Anordnungen können kapazitiv miteinander verkoppelt sein. In [15] wird ein Überblick über monolithische Quarzfilter des VEB Kombinat *Elektronische Bauelemente* Teltow (EBT) gegeben.

Metallresonatorfilter

Resonatoren aus einer metallischen Speziallegierung werden über metallische Drähte mechanisch miteinander gekoppelt. Als Wandler werden magnetostriktive oder piezoelektrische Anordnungen angewendet. In Bild 3.16 ist das Prinzip eines magnetomechanischen Torsionsfilters dargestellt. Die Güte der Resona-

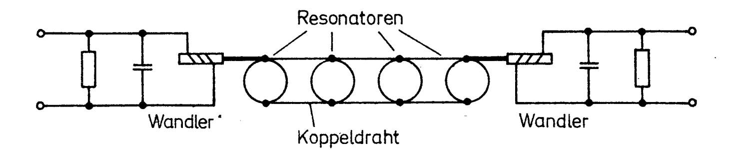


Bild 3.16 Prinzip des magnetomechanischen Torsionsfilters

toren ist sehr groß (Q bis 50000). Zum Aufbau von Filtern werden deshalb bis zu 10 Resonatoren miteinander verkoppelt. Ein breites Sortiment wird derzeit in größerer Stückzahl vom VEB Kombinat *Elektronische Bauelemente* Teltow produziert [15], so daß der Amteur solche Filter einsetzen kann. Hier ist vor allem die Anwendung in der Einseitenbandtechnik [5] zu nennen. Als Beispiel ist in Bild 3.17 das Dämpfungstoleranzschema des Filters *MF 200-E-0310* nach *TGL 25769* angegeben. Es resultiert aus den Anforderungen der Einseitenbandübertragung (Dämpfung eines, in diesem Fall des unteren Seitenbands sowie teilweise des Trägers bei $\Delta f = 0$, definierte Bandbreite von $\geqq 3{,}1$ kHz bei 2,2 dB

Bild 3.17 Dämpfungstoleranzschema des *MF 200-E-0310*

Abfall) und den praktischen Möglichkeiten (Welligkeit 0,78 dB, endliche Sperrdämpfung). Das Filter hat eine Betriebsdämpfung von $a_B \leqq 3$ dB.
Metallresonatorfilter werden für 200 und 450 kHz produziert. Sie sind im Interesse geringster Welligkeit im Durchlaßbereich exakt an die Schaltung anzupassen. Die notwendigen Werte sind den Herstellerangaben zu entnehmen. Als Beispiel ist beim *MF 200-E-0310* ein Eingangswiderstand von 1,2 kΩ und ein Ausgangswiderstand von 2,5 kΩ vorzusehen.

Keramische Filter

Neben Quarz eignet sich auch piezoelektrische Keramik zum Aufbau mechanischer Resonatoren. Solche Resonatoren werden mechanisch miteinander gekoppelt. Die Energie wird elektrisch zugeführt. In Bild 3.18 ist das sogenannte H-Filter dargestellt. Es besteht aus den 2 Resonatoren mit Wandlerelektroden und einem Koppelsteg des gleichen keramischen Materials. Monolithische Keramikfilter haben einen ähnlichen Aufbau wie monolithische Quarzfilter, d.h., auf der Piezokeramik befinden sich wieder durch metallische Elektroden Resonanzgebiete, die mechanisch miteinander verkoppelt sind.
Keramische Filter sind kleiner und billiger als alle anderen mechanischen Filter. Nachteilig sind die große Temperaturabhängigkeit der Mittenfrequenz (<0,2 % im Bereich von −20 bis +55 °C) und die Alterung. Die Alterung bewirkt eine Mittenfrequenzerhöhung um etwa 0,2 % bei Verzehnfachung des Alters. Deshalb werden keramische Filter beim Hersteller mindestens 100 Tage gelagert, so daß die angegebene Erhöhung erst nach 3 Jahren eintritt. In der Konsumgüterelektronik sind diese Nachteile von untergeordneter Bedeutung, so daß Keramikfilter in einem breiten Sortiment mit hoher Stückzahl produziert werden. Tabelle 3.1 enthält Angaben zu einigen der für Rundfunkempfang verwendeten Filter. Die Angaben zur Anpassung (Eingangs- und Ausgangsimpedanz; wenn gleich groß, nur 1 Wert) enthalten auch den Hinweis auf Schwingkreisanpassung (*LC*) bei einigen älteren Typen. Das ist erforderlich, um die geringe

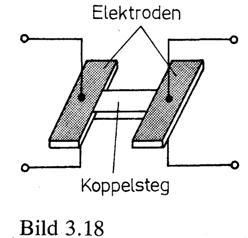


Bild 3.18
Keramisches Filter

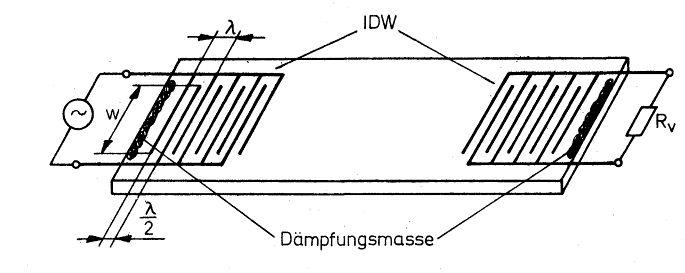


Bild 3.19 Prinzip des AOW-Filters

Tabelle 3.1 Eigenschaften keramischer Filter (S_T ist die Nachbarkanalselektivität)

Typ	B in kHz	S_T in dB	a_B in dB	w in dB	Anpassung	Anwendung
SPF 455-9	9	>10	<5	<1,5	3,9 kΩ/5 pF 3 kΩ/5 pF	AM-ZF
SPF 455 A 6	6	>28	<10	<1,5	*LC*	AM-ZF
SPF 455 B 6	6	>38	<10	<1,5	*LC*	AM-ZF
SPF 5,5	120	>25	8	<1,5	600 Ω/5 pF	FM-DF
SPF 6,5	140	>25	8	<1,5	470 Ω/5 pF	FM-DF
SPF 10,7 U 150	150	>33	6	<0,5	270 Ω/5 pF	FM-ZF
SPF 10,7 U 190	190	>30	6	<0,5	270 Ω/5 pF	FM-ZF
SPF 10,7 U 230	230	>26	6	<0,5	270 Ω/5 pF	FM-ZF
SPF 10,7 S 1-0,5	180	>54	8	<2	330 Ω/5 pF	FM-ZF St
SPF 10,7 S 2–1,5	160	>40	10	<2	330 Ω/5 pF	FM-ZF St
SPF 10,7 S 3–0,5	180	>35	6	<2	330 Ω/5 pF	FM-ZF St
SPF 10,7 S 4–1,5	160	>30	7	<2	330 Ω/5 pF	FM-ZF St

Weitabselektion dieser Filter zu verbessern. Hinweise dazu sind in [16] zu finden. Werden die Anpassungswerte nicht durch die Schaltung erreicht, ist auch bei anderen Filtern eine Impedanztransformation mit Schwingkreis nach Abschnitt 3.1. möglich. Man muß beachten, daß seine Betriebsgüte und die daraus resultierende Bandbreite das Gesamtverhalten mit bestimmen (B des Schwingkreises > als B des Filters wählen).
Die in der Bezeichnung der für FM-Stereofilter enthaltene letzte Zahl gibt die Gruppenlaufzeitänderung in Mikrosekunden (μs) im Bereich ± 70 kHz vom Träger an. Damit ist ein Qualitätskriterium für Stereoübertragung verknüpft, da größere Laufzeitdifferenzen bei der 2kanaligen Übertragung zu räumlichen und frequenzabhängigen Unterschieden in der Wiedergabe führen. Auch diese Kennziffer gilt nur bei Anpassung des Filters, was deren Bedeutung nochmals unterstreichen soll.

3.5. AOW-Filter

Mit akustischen Oberflächenwellen (AOW) lassen sich vorteilhaft komplizierte Filfercharakteristika realisieren. Im Unterschied zu den bisher betrachteten mechanischen Resonatoren, bei denen das gesamte Volumen zum Schwingen angeregt wird, erzeugt man auf einem piezoelektrischen Substrat (z. B. Lithiumniobat) eine mechanische (akustische) Oberflächenwelle. Das geschieht mit einer kammförmigen metallischen Struktur (dem Interdigitalwandler IDW) nach Bild 3.19. Jedes Fingerpaar erzeugt einen Anteil an der Gesamtwelle, die sich quer zu den Fingern nach beiden Richtungen ausbreitet. Während die nach links laufende Welle von der am Substratrand angeordneten Dämpfungsmasse absorbiert wird, gelangt der nach rechts laufende Anteil zum 2. Wandler. Wegen der Umkehrbarkeit des piezoelektrischen Effekts wird im 2. IDW dieser Anteil wieder in elektrische Schwingungen zurückgewandelt.
Ein IDW hat Resonanzcharakter. Bei einem Abstand der Fingerpaare von λ der akustischen Oberflächenwelle liegt die Resonanzfrequenz. Wegen

$$f_O = \frac{v_{AOW}}{\lambda_{AOW}}$$

sowie $v_{AOW} \approx v_{Licht}/10^5$ ergibt sich bei $f_O = 30\,\text{MHz}$ eine Wellenlänge von etwa $100\,\mu\text{m}$. Da die Fingerbreite $\lambda/4$ ist, lassen sich die Interdigitalwandler als 1lagige metallische Strukturen mit den Mitteln der modernen Mikroelektroniktechnologie herstellen. Die Überlappung w der Finger bestimmt den Anteil jedes Paares an der Gesamtwelle. Durch Wichtung der Paare (w einzelner Paare unterschiedlich) sowie geeignete Wahl der Anzahl der Paare (viele Fingerpaare ergeben eine kleine Bandbreite) lassen sich Filterkurven in weiten Grenzen variieren.
Das zur Zeit international mit der größten Stückzahl gefertigte AOW-Bauelement ist das Fernseh-ZF-Filter. Die komplizierte Filtercharakteristik beim Fernsehrundfunkempfang erfordert konventionelle *LC*-Filter mit etwa 7 Resonanzkreisen, die bei jedem Exemplar individuell abgestimmt werden müssen. Ein AOW- Filter dagegen wird datenhaltig produziert und erfordert keinen Abgleich in der Schaltung. Die in Bild 2.4 angegebene Durchlaßkurve entspricht der des Typs *MSF 38,9* vom VEB Kombinat *Elektronische Bauelemente* Teltow. Typisch ist für AOW-Filter die große Betriebsdämpfung, die einmal durch die 2seitige Abstrahlung der Oberflächenwelle, andererseits durch die im Interesse unerwünschter Echos (die beim Fernsehen Geisterbilder verursachen) vorgenommene Fehlanpassung entsteht. Beim *MSF 38,9* ist $a_B = 21\,\text{dB}$. Man schaltet deshalb eine Verstärkerstufe zum Ausgleich dieser Dämpfung vor das Filter [17].

4. Selektivverstärker

Nachdem Aufbau und Eigenschaften von Selektivverstärkern bekannt sind, werden nun komplette Selektivverstärker beschrieben. Dabei liegt der Schwerpunkt auf dem Teil Verstärker. Als bekannt werden die Wirkungsweise, das Kennlinienfeld und die Ersatzschaltung eines Transistors angenommen. Das gilt auch für die Grundschaltung zur Einstellung des Arbeitspunkts. Einiges ist dazu in [3] und [9] ausgeführt. Verstärker mit Elektronenröhren werden nicht behandelt, da man sie nur noch selten für Neuaufbau verwendet (z. B. Sendeverstärker). Der interessierte Amateur sei auf [2] [9] verwiesen.

4.1. 1stufige Verstärker

Der einfachste Selektivverstärker besteht aus einer Transistorstufe und einem Schwingkreis mit Verbraucher (Bild 2.1). Der Arbeitspunkt wird wie bei *RC*-Verstärkern eingestellt [9]. Im Kennlinienfeld (Bild 4.1) bildet die Gleichstromarbeitsgerade eine nahezu senkrechte Linie, die von U_0 ausgeht und von R_E

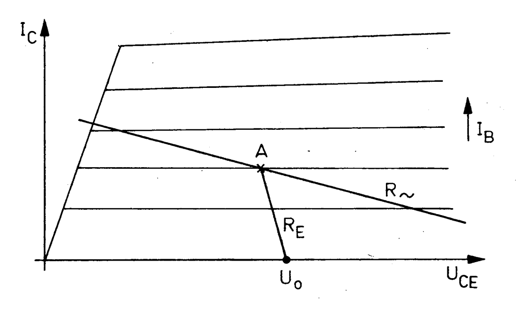


Bild 4.1 Kennlinienfeld mit Arbeitsgeraden eines Selektivverstärkers

bestimmt wird, da der Gleichstromwiderstand der Spule sehr klein ist. Als Wechselstromarbeitsgerade $R_{\sim}$ stellt sich eine Linie ein, die durch den Arbeitspunkt A geht (je nach R_E, R_1, R_2) und deren Neigung vom Gesamtwechselstromwiderstand am Kollektor abhängt.
In Bild 4.2a ist die Wechselstromersatzschaltung dargestellt (für Wechselstrom wirkt die Quelle U_0 wie ein Kurzschluß). Aus ihr läßt sich die Vierpolersatzschaltung Bild 4.2b entwickeln, indem der Transistor durch die Leitwertersatzschaltung, der Schwingkreis nach Bild 3.2b und die Belastung R_V entsprechend Abschnitt 3.1. durch $R_V^* = \ddot{u}^2 R_V$ ersetzt werden. Beim Transistor wurde die Rückwirkung (g_{12}, C_{12}) vernachlässigt, und die komplexen y-Parameter wurden durch Leitwerte g und Kapazitäten C

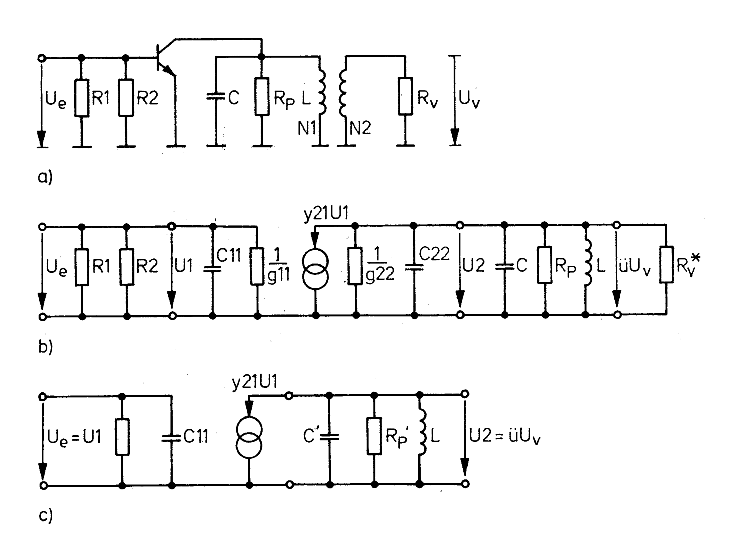


Bild 4.2 Ersatzschaltung eines Selektivverstärkers;
a – Wechselstromschaltung, b – Kleinsignalersatzschaltung,
c – vereinfachte Ersatzschaltung

ersetzt. Die Vierpolersatzschaltung läßt sich damit auf die Schaltung Bild 4.2c reduzieren. Es gilt

$$R'_P = R_P||R^*_V|| \frac{1}{g_{22}}, \quad (4.1)$$

$$C' = C + C_{22}. \quad (4.2)$$

Auf die Verstimmung des Resonanzkreises durch den Transistor ($C' > C$ ergibt niedrigere Resonanzfrequenz) wurde bereits hingewiesen. Das gilt auch für die durch $R'_P < R_P$ verursachte stärkere Bedämpfung des Kreises und die damit veränderte Betriebsgüte Q_B sowie resultierende Bandbreite und Selektivität. Die Selektionseigenschaften werden also vom Verstärker beeinflußt. Nach Gl. (4.1) und Gl. (3.15) wird die Betriebsgüte Q_B immer kleiner als die Leerlaufgüte Q_0. Mit dem Übersetzungsverhältnis $ü$ kann der Einfluß einer niederohmigen Belastung R_V nach Gl. (3.14) verringert werden. Bei niedrigem Transistorausgangswiderstand $1/g_{22}$ ist auch eine transformatorische Ankopplung des Kollektors an den Schwingkreis möglich. Neben die transformatorische Ankopplung der Last tritt auch die kapazitive Kopplung nach Bild 3.4c.
Zur Untersuchung des Verstärkerverhaltens wird von Bild 4.2b ausgegangen. Am Transistoreingang befindet sich ein Schwingkreis mit L, C und dem Widerstand

$$R_\sim = R_P||R^*_V. \quad (4.3)$$

Bei der Resonanzfrequenz wirkt nahezu nur noch dieser Widerstand $R_\sim$; er bestimmt die Neigung der Wechselstromarbeitsgeraden in Bild 4.1.

Für die Berechnung der Verstärkung ist bei Benutzung der Gleichungen für Betriebsgrößen der Lastwiderstand gleich $R_\sim$. Aus Bild 4.2c berechnet sich die Spannungsverstärkung bei Resonanz sehr leicht. Es gilt

$$U_2 = -y_{21}\, U_1\, R'_P, \quad (4.4)$$

also

$$V_U = \frac{U_2}{U_1} = -y_{21}R'_P \tag{4.5}$$

bzw. für den Verbraucher als Stufenverstärkung

$$V_{USt} = \frac{U_2}{U_e} = -\frac{y_{21}R'_P}{ü} \,. \tag{4.6}$$

Die mit einer Transistorstufe erreichbare Spannungsverstärkung liegt bei 10 bis 30.
Es wird nun die bisher vernachlässigte Rückwirkung betrachtet. Dazu ist in Bild 4.3 durch eine vereinfachte Wechselstromersatzschaltung ein 1stufiger Selektivverstärker mit je einem Schwingkreis an Ein- und Ausgang dargestellt. Die Rückwirkung wurde außerhalb des Transistors eingezeichnet. Da die Spannung beim Verstärker in Emitterschaltung gegenüber dem Eingang um 180° in der Phase gedreht ist – siehe auch Gl. (4.4) –, bewirkt die Rück-

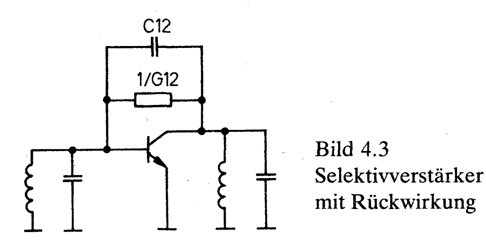


Bild 4.3
Selektivverstärker mit Rückwirkung

kopplung über $1/g_{22}$ eine Gegenkopplung. Das gilt für die Resonanzfrequenz der Schwingkreise auch bezüglich der durch die Kapazität rückgekoppelten Größe, da die Phasendrehung in C_{12} kleiner als 90° ist. Außerhalb der Resonanzfrequenz tritt aber eine zusätzliche Phasendrehung durch die Kreise ein (s. Bild 2.6), so daß für verschiedene Frequenzen unterschiedliche Gegenkopplung und auch Mitkopplung auftritt. Damit verformt sich die Durchlaßkurve gegenüber der beider Schwingkreise. Zu große Mitkopplung führt zum Selbstschwingen des Verstärkers. Letzteres muß in jedem Fall verhindert werden; ersteres ist unerwünscht.
Man verhindert diese unangenehmen Erscheinungen durch

Transistoren mit kleiner Rückwirkung. g_{12} kann im allgemeinen vernachlässigt werden. C_{12} liegt in der Größenordnung von Pikofarad (pF). Die dadurch zurückgekoppelte Spannung ist wesentlich kleiner als die Transistoreingangsspannung. Erst bei Frequenzen über 50 MHz ist eine genaue Einschätzung erforderlich. In [3] wird sie an Hand des Sternschen Stabilitätsfaktors vorgenommen.

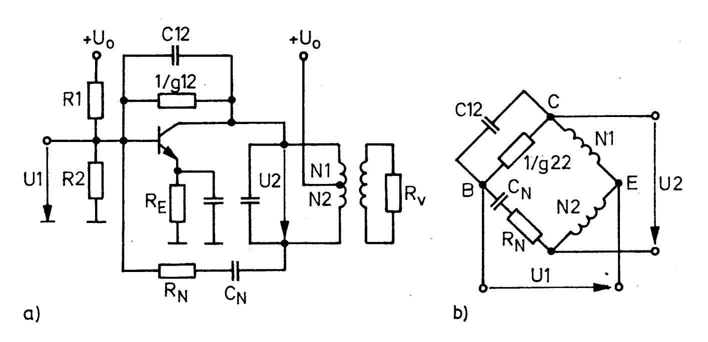


Bild 4.4 Neutralisation;
a – Schaltung, b – Brückenersatzschaltung

Kann die Rückwirkung nicht vernachlässigt werden, muß man neutralisieren. Bild 4.4 a zeigt die Schaltung zur *Neutralisation* des Selektivverstärkers nach Bild 2.1 und Bild 4.4 b die Brückenersatzschaltung dazu. Die Neutralisation beruht also auf einer Brückenschaltung, bei der der unerwünschten Rückwirkung über $1/g_{12}$ und C_{12} eine gegenphasige Größe über R_N und C_N zugeführt wird. Die Neutralisationsschaltung R_N C_N müßte wie die Rückwirkung eigentlich eine Parallelschaltung sein. Da aber eine gleichstrommäßige Trennung notwendig ist (s. Bild 4.4 a), benutzt man die Reihenschaltung. Ihre unterschiedliche Frequenzabhängigkeit spielt bei Selektivverstärkern keine Rolle. Für die abgeglichene Brücke sowie unter Beachtung der Umrechnungsbeziehungen von Reihen- und Parallelschaltung der *RC*-

Glieder erhält man

$$R_N = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{g_{12}} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega C_{12}}{g_{12}}\right)^2}, \tag{4.7}$$

$$C_N = \frac{N_1}{N_2} C_{12} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega C_{12}}{g_{12}}\right)^2}. \tag{4.8}$$

Meist ergeben sich für R_N relativ kleine Werte. Man setzt R_N gleich 0. C_N liegt in der Größenordnung von C_{12}.
Bei hohen Frequenzen liefern Gl. (4.7) und Gl. (4.8) nur Anhaltspunkte für die Dimensionierung. Es ist ein experimenteller Abgleich der Neutralisation zu empfehlen. Dazu ist am Ausgang (U_2) eine Spannung mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises hochohmig einzuspeisen und ein Indikator (HF-Voltmeter) an den Eingang (U_1) zu schalten. R_N und C_N sind wechselseitig so zu variieren, daß U_1 ein Minimum wird.
1stufige Selektivverstärker können statt des Resonanzkreises auch *LC*-Bandfilter oder andere Selektionsmittel haben. Hat das Selektionsmittel keinen Gleichstromdurchgang (z.B. keramische Filter mit kapazitivem Wandler), muß die Arbeitspunkteinstellung am Kollektor wie bei einem *RC*-Verstärker vorgenommen werden. Bild 4.5 zeigt als Beispiel eine Verstärkerstufe mit dem Filter *SPF 10,7 U150* nach Tabelle 3.1. Der Kollektorwider-

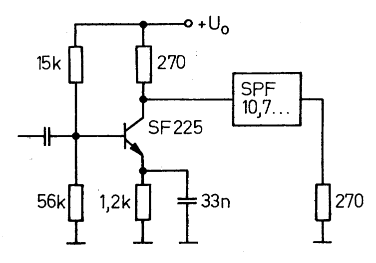


Bild 4.5
Selektivverstärker
mit keramischem Filter

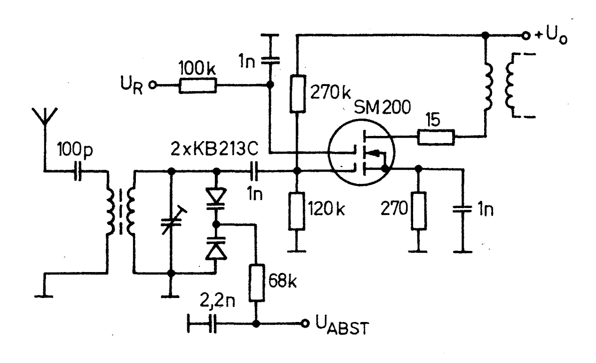


Bild 4.6
Selektivverstärker mit SFET

stand wurde gleich dem erforderlichen Anpassungswiderstand gewählt, da $R_C || 1/g_{22} \approx R_C$ ist und damit die vom Filter geforderte Beschaltung gesichert werden kann.
Hauptanwendungsgebiet 1stufiger Transistorverstärker sind HF-Vorverstärker in Überlagerungsempfängern [3]. Sie übernehmen die rauscharme Vorverstärkung des von der Antenne gelieferten Signals sowie eine grobe Selektion, so daß die beim Überlagerungsempfänger auftretenden Spiegelfrequenzstörungen verringert werden. In Standardschaltungen von UKW-Eingangsteilen verwendet man meist einen Transistor in Basis-Schaltung, da diese eine optimale Rauschanpassung ermöglicht und die Rückwirkung vernachlässigt werden kann. Von Nachteil sind lediglich die schlechten Großsignaleigenschaften bipolarer Transistoren (s. Abschn. 2.). Man setzt deshalb vor allem bei hohen Frequenzen zunehmend Feldeffekttransistoren in HF-Vorverstärkern ein [3]. Sie weisen bessere Großsignal- und Rauscheigenschaften auf. Nachteilig ist die geringe Steilheit und damit kleinere Verstärkung gegenüber bipolaren Transistoren.
Bild 4.6 zeigt einen Ausschnitt aus der Schaltung des UKW-Eingangsteils Typ *H2S* [18]. Als Vorverstärker arbeitet der Doppelgate-Sperrschicht-Feldeffekttransistor (SFET) *SM200*. Von der Antenne gelangt das Signal über eine transformatorische Kopp-

lung an den Eingangsschwingkreis, der in diesem Fall mit Kapazitätsdioden *KB 213 C* in seiner Frequenz variiert werden kann (s. Abschn. 5.). Der Schwingkreis ist direkt über eine Koppelkapazität an ein Gate des Transistors gekoppelt, da der hochohmige Eingangswiderstand des SFET den Kreis kaum bedämpft. Das ausgangsseitige Bandfilter sowie die daran angeschlossene Belastung wurden in Bild 4.6 nicht dargestellt. Die Frequenz der Kreise variiert man mit der Spannung U_{ABST}. Die Verstärkung wird zur besseren Anpassung an unterschiedliche Signalpegel über das 2. Gate mit der Spannung U_R geregelt. Näheres dazu in Abschnitt 4.4.
Mit diesem Beispiel sind die Betrachtungen zu 1stufigen Selektivverstärkern abgeschlossen. Es zeigt sich, daß aus diskreten Bauelementen aufgebaute Schaltungen dominieren, da nur auf diese Weise eine hinreichende Anpassung an unterschiedliche Anforderungen möglich ist. Der Transistor kann auch innerhalb eines IS integriert sein, wobei Ein- und Ausgang aber zugänglich sein müssen.

4.2. Mehrstufige Verstärker mit verteilter Selektion

Die mit einem 1stufigen Selektivverstärker erreichbare Verstärkung genügt den Anforderungen beispielsweise eines ZF-Verstärkers nicht. Durch Kettenschaltung mehrerer gleich aufgebauter Verstärker erhöhen sich Verstärkung und Selektion. Bild 4.7 zeigt das Prinzip eines mehrstufigen Selektivverstärkers mit Einzelkreisen. Die Gesamtverstärkung ergibt sich aus dem Produkt der Stufenverstärkungen der einzelnen Stufen; bei gleichem Aufbau von *n* Stufen zu

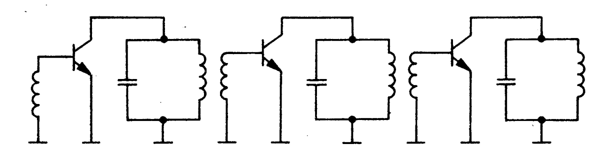


Bild 4.7 Prinzip des Selektivverstärkers mit verteilter Selektion

$$V_{\mathrm{Uges}} = V_{\mathrm{USt}}^{\,n}. \tag{4.9}$$

Berücksichtigt man die Frequenzabhängigkeit, so ist für die Verstärkung einer Stufe in Gl. (4.6) R'_{P} durch Gl. (4.1) und R_{P} durch Gl. (3.7) zu ersetzen. Auf die Resonanzfrequenz normiert, ergibt sich dann die Frequenzabhängigkeit des Gesamtverstärkers:

$$\frac{V_{\mathrm{Uges}}}{V_{\mathrm{U0ges}}} = \left(\frac{1}{\sqrt{1+(Qv)^2}}\right)^n. \tag{4.10}$$

Die Kennwerte Bandbreite und Selektivität erhält man aus Gl. (4.10) zu

$$B_{\mathrm{ges}} = B\sqrt{\sqrt[n]{2}-1} \tag{4.11}$$

und

$$S_{\mathrm{Tges}} = \left(\sqrt{1+(Qv)^2}\right)^n. \tag{4.12}$$

Ein nach Bild 4.7 aufgebauter Verstärker arbeitet mit verteilter Selektion, d. h., die einzelnen Schwingkreise sind nicht miteinander gekoppelt (nullgekoppelt). Gegenüber einem Einzelkreis ergibt ein solches nullgekoppeltes Filter zwar eine entsprechend der Stufenzahl (und Kreiszahl) mit der Potenz steigende Selektivität nach Gl. (4.12), aber die Bandbreite vermindert sich nach Gl. (4.11) wie folgt:

n	1	2	3	4	5
$\frac{B_{\mathrm{ges}}}{B}$	1	0,644	0,51	0,435	0,385

Für hochverstärkende Selektivverstärker (z. B. im ZF-Teil eines Empfängers) wurden deshalb in der Vergangenheit meist mehrstufige Verstärker mit 2kreisigen Bandfiltern eingesetzt. Durch Wahl der Kopplung sowie der Güte konnte bei von der Verstärkung bestimmter Stufenzahl n eine Anpassung an die unterschiedlichsten Forderungen bezüglich Bandbreite und Selektivität erreicht werden. Anhaltspunkte für die Berechnung sind in [6]

gegeben. Die praktische Bedeutung mehrstufiger Selektivverstärker mit verteilter Selektion sinkt aber ständig, wie noch begründet wird.
Zum Schluß der Betrachtungen soll noch ein Typ des mehrstufigen Selektivverstärkers vorgestellt werden, bei dem eine relativ große Bandbreite mit Schwingkreisen erreicht wird. Es ist der *Verstärker mit verstimmten Einzelkreisen*. Sein Aufbau entspricht dem von Bild 4.7, die Schwingkreise sind jedoch auf unterschiedliche Frequenzen abgestimmt und weisen auch unterschiedliche Güten auf. Da die Kreise nullgekoppelt sind, ergibt sich die Frequenzcharakteristik wieder aus dem Produkt der Einzelcharakteristika (Bild 4.8). Durch entsprechende Wahl der Resonanzfrequenzen f_1 bis f_3 sowie der Kreisgüten wird eine große Bandbreite mit geringer Welligkeit und brauchbarer Flankensteilheit der Gesamtcharakteristik erreicht. Verstärker mit verstimmten Einzelkreisen wurden in der Anfangszeit des Fernsehens eingesetzt. Für den Amateur sind sie ohne größere praktische Bedeutung, da mit *LC*-Bandfiltern den üblichen Anforderungen problemloser entsprochen werden kann.

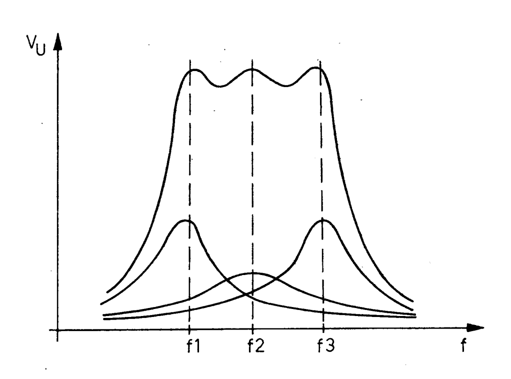


Bild 4.8 Durchlaßkurve bei verstimmten Einzelkreisen

4.3. Verstärker mit konzentrierter Selektion

Bei der Darstellung der Selektionsmittel wurden bereits Filter vorgestellt, die alle Anforderungen an das Übertragungsverhalten erfüllen. Kombiniert man solche Kompaktfilter mit einem Verstärker hoher Verstärkung (Bild 4.9), so ist eine mehrstufige Anordnung nicht notwendig. Der Verstärker erfordert allerdings mehr als nur einen Transistor.

Um Veränderungen des Übertragungsverhaltens des Filters durch den Verstärker zu vermeiden, ist nur ein Breitbandverstärker geeignet. Breitbandverstärker bestehen aus in Kette geschalteten Transistorstufen, die direkt (galvanisch) oder über Kondensatoren miteinander gekoppelt sind. Wenn man von den durch die jeweilige Kopplung bedingten Problemen absieht, wird ihr Verstärkungsverhalten von den Transistorparametern, dem ohmschen Arbeitswiderstand R_L und den Transistor- und Schaltkapazitäten bestimmt. Insbesondere letztere führen zu einem Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen. Die dadurch bedingte obere Grenzfrequenz ergibt sich zu [9]

$$f_{go} \approx \frac{1}{2\pi C R_L}\,; \tag{4.13}$$

$C = C_{11} + C_S$ (Transistor- und Schaltkapazität).

Die Grenzfrequenz erhöht sich beim Verkleinern von R_L. Da aber die Spannungsverstärkung nach Gl. (4.5)

$$V_U = -y_{21} R_L$$

ist, sinkt diese. Das *Verstärkungsbandbreiteprodukt* erhält man, indem in Gl. (4.13) R_L durch diese Beziehung ersetzt wird:

$$|V_U| f_{go} = \frac{y_{21}}{2\pi C}\,. \tag{4.14}$$

Kompaktfilter Breitbandverstärker

Bild 4.9
Selektivverstärker mit konzentrierter Selektion

Diese Beziehung besagt, daß das Produkt aus Verstärkung und oberer Grenzfrequenz nur vom Transistor und dem Schaltungsaufbau (C_S) abhängig ist. Bei älteren Transistortypen liegt dieser Wert weit unter 100 MHz, so daß das mit diskreten Aufbauten erreichbare Vestärkungsbandbreiteprodukt nicht den hohen Anforderungen der Selektivverstärker genügt. Beim Verstärker mit Schwingkreis wird eine wesentlich größere Stufenverstärkung erzielt, da die Kapazität C in den Kreis eingestimmt ist und damit nicht die Verstärkung beeinflußt. Solche Verstärker erfordern deshalb bei gleicher V_U eine geringere Anzahl von Transistoren.

Mit der integrierten Schaltungstechnik gelingt es, Transistoren mit größerem Verstärkungsbandbreiteprodukt herzustellen. Außerdem spielt die Anzahl der Transistoren keine Rolle mehr. Es wurden Breitbandverstärker für die Anwendung in hochverstärkenden Selektivverstärkern entwickelt. Das Prinzip des mehrstufigen Verstärkers mit verteilter Selektion (s. Abschn. 4.2.) eignet sich ohnehin nicht für eine Schaltungsintegration, da die Selektionsmittel von außen angeschaltet werden müssen.

Für die Trennung von Verstärkung und Selektion sowie den Aufbau nach Bild 4.9 sprechen auch die Anforderungen an das Großsignalverhalten (s. Abschn. 2.). Gelingt es, alle störenden Signale, die nicht im Nutzfrequenzbereich liegen, vor den nichtlinearen Bauelementen des Verstärkers weitestgehend zu unterdrücken, werden Intermodulation und Blockieren verhindert. Es gibt eine Forderung, die mit einer Anordnung nach Bild 4.9 nicht optimal erfüllt werden kann, die Forderung nach hohem Signal-/Rausch-Verhältnis. Da das Kompaktfilter auch eine Dämpfung im Durchlaßbereich aufweist (s. Tabelle 3.1), wird das Signal entsprechend geschwächt, das Rauschen des nachfolgenden Verstärkers bleibt aber konstant. Im Empfänger wird deshalb als Kompromißlösung vor dem ZF-Verstärker ein nur wenig selektiver HF-Vorverstärker (und Mischer) angeordnet. Seine Selektionsmittel (Schwingkreise) haben nur eine geringe Dämpfung und verschlechtern das Signal-/Rausch-Verhältnis nicht wesentlich. Die Großsignaleigenschaften müssen mit anderen Mitteln

(z. B. Verstärkungsregelung) verbessert werden. Aber auch im ZF-Kanal setzt man gelegentlich eine diskrete Verstärkerstufe zum Ausgleich der Filterdämpfung ein, wie das bei AOW-Filtern üblich ist [17].
Der Aufbau des für Verstärker mit konzentrierter Selektion erforderlichen Breitbandverstärkers wird in Abschnitt 4.5. beschrieben. Da es sich grundsätzlich um IS handelt, müssen noch andere für Selektivverstärker wichtige Funktionsgruppen erläutert werden, die im Schaltkreis mit enthalten sind.

4.4. Verstärkungsregelung und Begrenzung

Nur wenige Selektivverstärker arbeiten ständig mit etwa konstantem Signalpegel. Vor allem in Empfängern muß man mit sehr unterschiedlichen Eingangsspannungen rechnen. Da die Signalverarbeitung bei großen Pegeln durch das nichtlineare Verhalten zu Verzerrungen führt, sind der jeweiligen Signalübertragung angepaßte Maßnahmen erforderlich.
Am gebräuchlichsten ist die Verstärkungsregelung, bei der auf Grund eines Vergleichs der Ausgangsspannung mit einem Sollwert eine Regelgröße zur Steuerung eines verstärkungsvariablen Stellglieds gewonnen wird. Bei FM-Signalen genügt auch die Ausnutzung der verstärkereigenen Begrenzung; U_e muß aber immer so groß sein, daß die Sättigung nach Bild 2.5 erreicht wird. Es ist auch eine Verstärkereinstellung (z. B. durch Dämpfungsglieder) im Signalweg möglich. Verstärkungsregelung und -einstellung erfordern Stellglieder, die nachfolgend als erstes näher betrachtet werden.
Der ohmsche Abschwächer (Bild 4.10) ist ein Widerstandsdämpfungsglied, das alle Signale entsprechend seiner Dämpfung schwächt. Er wird bei Bedarf vor den Eingang des Verstärkers

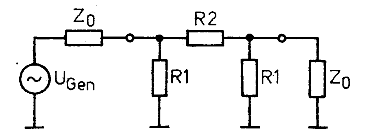


Bild 4.10
Schaltung des ohmschen Abschwächers nach [3]

geschaltet und gestattet eine konstante Abschwächung entsprechend seiner Dimensionierung. Bei Empfängern führt man beispielsweise die Antenne für Ortsempfang über einen solchen Abschwächer zum Eingang. Dabei ist auf Anpassung zu achten. Tabelle 4.1 gibt einige Dämpfungswerte und Dimensionierungen des Abschwächers Bild 4.10 nach [3] wieder.
Ein von Hand umschaltbarer Abschwächer ist nicht sinnvoll, da durch die Leitungen vom Schalter zu den Widerständen Verkopplungen auftreten können. Die elektronische Steuerung der Dämpfung wird durch PIN-Dioden ermöglicht, deren ohmscher Widerstand vom Durchlaßgleichstrom abhängt. Dazu mehr in [3].

Tabelle 4.1
Dimensionierung des ohmschen Abschwächers für 50-Ω-Anpassung

a_B in dB	R_1 in Ω	R_2 in Ω
1	820	5,6
2	510	12
3	300	18
5	180	30
10	100	75
20	62	240

Zur elektronischen Steuerung der Verstärkung verwendet man in der Regel aber den Verstärkertransistor selbst. Da die Steilheit eines bipolaren Transistors $S = |y_{21}|$ dem Kollektorgleichstrom I_C proportional ist, wird die Verstärkung V_U nach Gl. (4.5) durch I_C gesteuert. Das geschieht indirekt über eine Regelspannung an der Basis. Bei großen Signalen muß S (und damit I_C) sehr klein sein. Der Aussteuerbereich wird klein, und die Intermodulation nimmt zu. Außerdem erhöht sich der Eingangswiderstand, wodurch der Eingangskreis weniger bedämpft wird (Bandbreite wird kleiner). Diese Art der Verstärkungsregelung bezeichnet man als *Abwärtsregelung*. Anwendung findet die Abwärtsregelung auch in IS, z. B. in den Schaltkreisen *A 281* und *A 4100*.

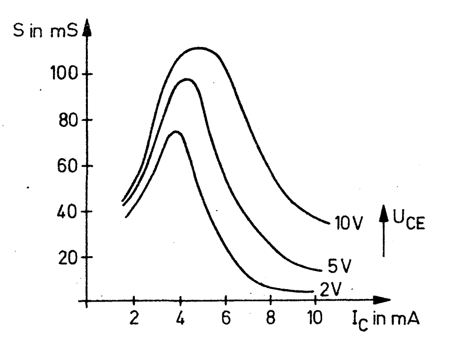


Bild 4.11
Steilheit als Funktion von I_C und U_{CE}

Bei der *Aufwärtsregelung* nutzt man den Spannungsabfall über einem relativ hochohmigen Widerstand im Kollektorzweig aus. Wie aus Bild 4.11 ersichtlich ist, sinkt die Steilheit bei Erhöhen von I_C und Vermindern von U_{CE} erheblich ab. Daneben erhöht sich der Aussteuerbereich (geringere Intermodulation). Es treten aber auch eine Veränderung der Eingangskapazität des Transistors (Verstimmen des Eingangskreises) und eine Verminderung des Ausgangswiderstands (Verschlechterung der Selektion) auf. Der Transistor *SF 240* wurde speziell für Aufwärtsregelung in ZF-Stufen entwickelt. Sein Regelumfang ($V_{max} : V_{min}$) beträgt $\Delta V_U \approx 60\,dB$.
Feldeffekttransistoren eignen sich wesentlich besser für geregelte Verstärkerstufen, da ihre Übertragungskennlinie in weiten Bereichen linear bzw. quadratisch verläuft (geringe Intermodulation). Insbesondere Doppelgate-Feldeffekttransistoren ermöglichen einen vergleichbaren Regelumfang bei wesentlich geringerer Kreuzmodulation [19]. In Bild 4.12a ist das Übertragungskennlinienfeld eines Doppelgate-FET dargestellt. Günstiges Regelverhalten erreicht man, wenn U_{G2} vermindert und U_{G1} gleichzeitig etwas erhöht wird. Dazu führt man dem Gate 2 eine negative Spannung U_R zur Regelung zu (Bild 4.12b). Bei Abwärtsregelung von U_{G2} vermindern sich auch I_D (s. Kennlinie) und I_S, so daß der Spannungsabfall über R_S kleiner wird und U_{G1} als Differenz von Gate- und Source-Potential ansteigt. Hinweise

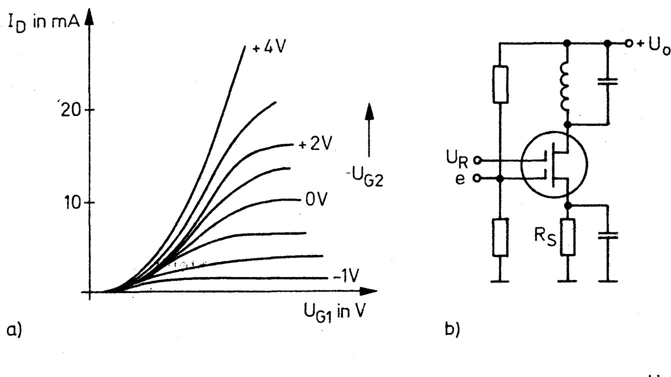


Bild 4.12
Regelung mit Doppelgate-FET;
a – Kennlinienfeld, b – Schaltung

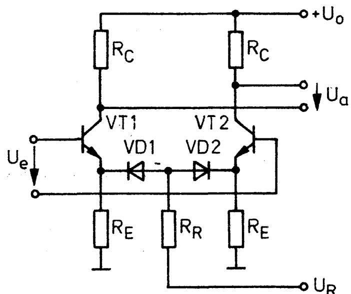


Bild 4.13
Geregelter Differenzverstärker

zur Dimensionierung werden in [19] gegeben. Anwendung findet der geregelte Doppelgate-FET als Stellglied und Verstärker vor allem in Empfängereingangsstufen. Ein Beispiel wurde bereits in Bild 4.6 gezeigt.

Als letztes Stellglied für Verstärkungsregelung in Selektivverstärkern soll der geregelte Differenzverstärker erläutert werden. Er wird meist in integrierten Schaltungen eingesetzt. Bild 4.13 zeigt die Grundschaltung. Gegenüber dem ungeregelten Differenzverstärker fallen die Aufteilung des Emitterwiderstands in 2 Widerstände R_E und das Einfügen der beiden Dioden VD 1 und VD 2 auf. Diese Dioden werden über einen hochohmigen Wider-

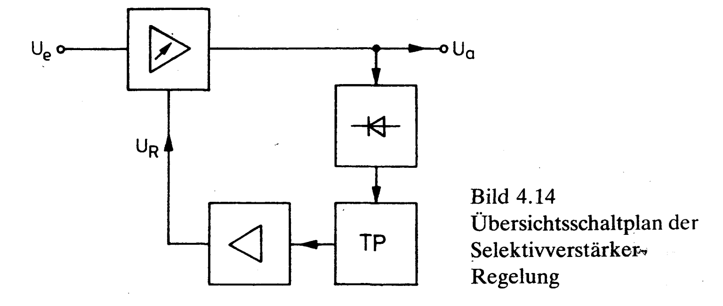


Bild 4.14
Übersichtsschaltplan der Selektivverstärker-Regelung

stand ($R_R \gg R_E$) mit der Regelspannung U_R verbunden. Bei zunehmender Regelspannung steigt auch der über VD1 und VD2 fließende Strom, so daß der differentielle Widerstand der Dioden abnimmt. Damit verringert sich die Gegenkopplung des Differenzverstärkers, die Verstärkung steigt an. Der erreichbare Regelumfang liegt bei 20 bis 25 dB.

Zur automatischen Verstärkungsregelung (AVR) kombiniert man den bereits beschriebenen regelbaren Verstärker mit anderen Komponenten zu einem Regelkreis (Bild 4.14). Die konstant zu haltende Ausgangsspannung U_a wird gleichgerichtet und mit einer Referenzgleichspannung verglichen (z.B. im *A 4100*). Nicht immer ist für die Referenzgleichspannung eine gesonderte Schaltung vorhanden. Meist übernimmt diese Funktion die Flußspannung der Gleichrichterdiode. An den Gleichrichter schließt sich ein Tiefpaß (TP) an, dessen Grenzfrequenz den Anforderungen der zu übertragenden Signale und auszuregelnden Signalschwankungen anzupassen ist. Die auf diese Weise gewonnene Regelspannung U_R muß verstärkt werden, um den Verstärker ausreichend regeln zu können.

Bei AM-Empfang benutzt man die Demodulatordiode meist gleichzeitig zur Erzeugung der AVR-Spannung. Damit der Verstärker nicht im Takt der NF geregelt (und damit die NF-Spannung ebenfalls verringert) wird, muß der Tiefpaß eine Zeitkonstante τ_{TP} größer als die der niedrigsten NF (ω_{NFmin}) haben. Schnelle Eingangsspannungsschwankungen (Frequenz des sogenannten Schwunds $f_{Schw} \leqq 2\,Hz$) sollen dagegen geregelt werden.

Daraus folgt

$$\frac{1}{2\pi f_{\text{Schw}}} > \tau_{\text{TP}} > \frac{1}{\omega_{\text{NFmin}}}. \tag{4.15}$$

Es können aber noch andere Gesichtspunkte die Wahl der Zeitkonstanten bestimmen. Insbesondere beim Kurzwellenempfänger lassen sich spezielle Bedingungen erfüllen, z.B. Hängeregelung [3].
Ein weiteres Problem der automatischen Verstärkungsregelung ergibt sich bei erforderlichem großem Regelumfang. Dazu müssen mehrere Verstärkerstufen geregelt werden. Bei kleinen Eingangsspannungen soll aber die 1. Stufe im Interesse eines guten Signal-/Rausch-Verhältnisses ihre volle Verstärkung behalten. Es werden deshalb die nachfolgenden Stufen geregelt. Erst bei Überschreiten einer Schwellspannung setzt dann die Regelung der 1. Stufe «verzögert» ein. Die Schwelle der verzögerten Regelung wird durch eine entsprechende Referenzgleichspannung eingestellt. Dabei kann als Quelle der AVR-Spannung die vom Demodulator gelieferte Größe verwendet (z.B. beim *A 240*) oder eine gesonderte Regelspannung mit einstellbarer Referenz am Ausgang der verzögert zu regelnden Stufe erzeugt werden (z.B. Eingangsstufe des *A 244*). Bild 4.15 zeigt eine einfache Schaltung zum Gewinnen einer verzögerten Regelspannung U_{RV}. Die Regelspannung U_R wird dem spannungsabhängigen Spannungsteiler R_S VD zugeführt. Sie sei negativ und wachse bei zunehmender Regelung dem Betrag nach. Erst wenn die positive Spannung an der Diode aufgehoben wird, sperrt diese. Die verzögerte Regelspannung wird wirksam. Die Elemente R_S, R_D und VD bilden den spannungsabhängigen Spannungsteiler für U_R.
Neben der Verstärkungsregelung benutzt man auch die nichtli-

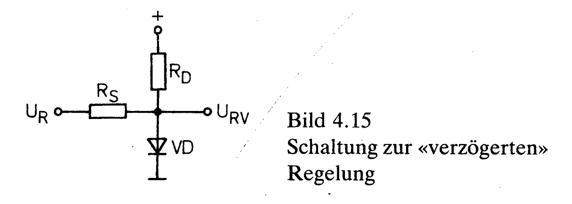


Bild 4.15
Schaltung zur «verzögerten» Regelung

neare Begrenzung als Mittel zur Konstanthaltung der Ausgangsspannung. Es werden aber alle Amplituden bei genügender Aussteuerung auf einen Wert begrenzt, d.h. auch modulationsbedingte Amplitudenschwankungen bei AM unterdrückt. Begrenzung eignet sich deshalb nur bei FM als Mittel zur Konstanthaltung der Ausgangsspannung. Sie ist dabei auch Voraussetzung für eine störungsfreie Demodulation.
Begrenzung tritt in einer Verstärkerstufe ein, wenn die Aussteuerung längs der Arbeitsgeraden $R_{\sim}$ in Bild 4.1 sowohl die Sättigungsspannung (Knick der Kennlinien) als auch den Sperrstrom erreicht. Dazu wählt man U_0 möglichst klein bzw. verlagert den Arbeitspunkt durch einen zusätzlichen Kollektorwiderstand nach kleinen Spannungen. Die bei Begrenzung auftretenden Oberwellen unterdrückt der Schwingkreis des Verstärkers; der Demodulator gewinnt die in der Frequenzänderung enthaltenen Informationen wieder. Begrenzerstufen sind weniger aufwendig als Regelschaltungen. Bei Verstärkern für FM-Signale werden deshalb mehrere Begrenzer in Kette geschaltet. In IS haben sich dafür allgemein Differenzverstärker bewährt. In Bild 4.16 ist die Übertragungskennlinie eines nichtgegengekoppelten Differenzverstärkers dargestellt. Die gute Symmetrie sichert eine saubere Begrenzung der Signale. Voraussetzung für den Einsatz von Begrenzerverstärkern ist, daß vor dem Verstärker die erforderlichen Selektionsmittel angeordnet sind. Eingangsstufen werden auch bei FM geregelt, da in diesem Fall die genannte Forderung noch nicht erfüllt ist.

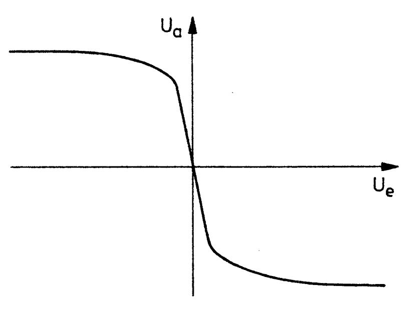


Bild 4.16
Übertragungskennlinie eines Differenzverstärkers

Die Eigenschaften eines FM-Begrenzerverstärkers werden durch 2 Größen charakterisiert. Die Eingangsspannung für Begrenzereinsatz U_{IT} ist die kleinste Spannung, die eine nur um 3 dB kleinere NF-Ausgangsspannung gegenüber großen Eingangsspannungen (≈ 10 bis 100 mV) ergibt. Sie enthält neben einer Aussage zum Begrenzungseinsatz auch einen Hinweis auf die Verstärkung. Die AM-Unterdrückung a_{AM} gibt an, um wieviel Dezibel (dB) eine zusätzliche Amplitudenmodulation mit dem Modulationsgrad $m = 0{,}3$ gegenüber dem Nutzsignal gedämpft wird. Sie charakterisiert die Güte der Begrenzung.

4.5. Integrierte Schaltungen und ihre Anwendung

Bereits in Abschnitt 4.3. wurde begründet, daß ein Kompaktfilter mit integrierter Verstärkerschaltung eine optimale Lösung für den Selektivverstärker ist. Der Verstärker ist wesentlich breitbandiger als das Filter, damit keine unerwünschte Beeinflussung der Selektionseigenschaften auftritt.
Einen universellen Breitbandverstärker für die Anwendung im Selektivverstärker (ähnlich dem Operationsverstärker) gibt es allerdings nicht, weil sich die hohe erforderliche Verstärkung bei sehr unterschiedlichen Frequenzen nicht optimal mit einer Schaltung ermöglichen läßt. Man hat deshalb IS für unterschiedliche spezielle Anwendungen entwickelt. Solche IS enthalten noch weitere Schaltungsteile (z. B. Regelschaltungen), die zum Selektivverstärker gehören, aber auch solche, die für die jeweilige Anwendung erforderlich sind (z. B. Demodulator). Es werden die derzeit gebräuchlichen IS vorgestellt (Tabelle 4.2). Dabei sollen Grundkenntnisse zur integrierten Schaltungstechnik vorausgesetzt werden, z. B. in [4] und [9].
Ein relativ universeller IS für geringe Anforderungen ist der AM-FM-ZF-Verstärker *A 281*. Sein niedriger Integrationsgrad erlaubt es, die Innenschaltung vollständig anzugeben (Bild 4.17) und zu erläutern. Der eigentliche Signalweg besteht aus den Transistoren VT 1, VT 2 und VT 3. VT 1 arbeitet als abwärtsgeregelter Verstärker mit R_2 als Lastwiderstand. An ihn schließt VT 2

Tabelle 4.2 Selektivverstärker-IS – Einsatzgebiete und Eigenschaften

Typ	TGL	Funktion	Teil	V_U in dB	ΔV_U in dB	U_{IT} in μV	a_{AM} in dB
A 281	29108	AM/FM-ZF-Verstärker	AM-ZF	90	62		
			FM-ZF	80		200	55
A 244	32650	AM-Empfänger	HF	44			
			ZF	76	60		
A 283	38012	AM/FM-Empfänger mit NF-Leistungsverstärker	AM-ZF				
			FM-ZF			120	32
A 220	31453	TV-Ton-ZF und	5,5 MHz	73		[illegible]	66
		Demodulator	10,7 MHz			57	59
A 223	35149	TV-Ton-ZF und Demodulator/NF-Verstärker	5,5 MHz	68		42	56
A 224	42624	TV-Ton-ZF und Demodulator	5,5 MHz			37	56
A 225	35798	FM-ZF und Demodulator für Hörrundfunk	10,7 MHz	70		33	64
A 4100	43156	AM/FM-Empfänger	AM-HF	25	45		
			AM-ZF		49		
			FM-ZF			26	63
A 240	31459	Bild-ZF			50	$U_{ein} \leqq 350\,\mu V$	
A 241	37903	Bild-ZF und AFC-Gewinnung			50	$U_{ein} \leqq 200\,\mu V$	

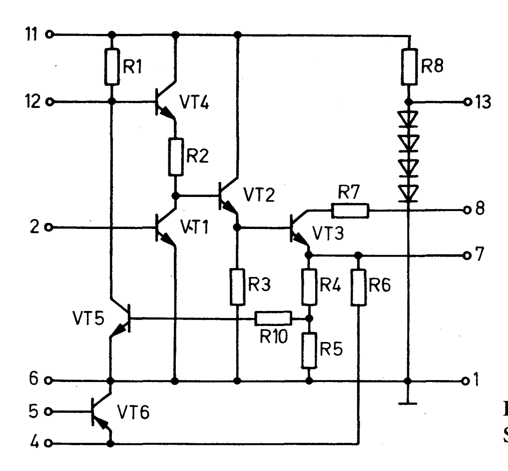


Bild 4.17
Schaltung des *A 281*

als Emitterfolger an. Dadurch ist die Belastung der 1. Stufe gering; es wird eine höhere obere Grenzfrequenz erreicht. VT2 steuert den Endstufentransistor VT3 außerdem niederohmig an. An VT3 ist ein Resonanzkreis anzuschließen, um die erforderliche Verstärkung auch bei 10,7 MHz zu erreichen.

Der Arbeitspunkt des Verstärkers wird über R_4, R_5 und VT5, einen extern zwischen 2 und 4 zu schaltenden Widerstand sowie R_1 und VT4 eingestellt und stabilisiert. Bei AM kann an die Basis von VT6 eine negative Regelspannung geschaltet werden. Der pnp-Transistor regelt dann über die äußere Schaltung von 4 nach 2 den Transistor VT1 abwärts. Ohne Regelung arbeitet der Verstärker als Begrenzer (FM). Eine Diodenkette erzeugt an Anschluß 13 eine stabilisierte Spannung von 2,9 V für äußere Baugruppen.

Der einfache Aufbau des Verstärkers sowie die auch bei 10,7 MHz noch hohe Verstärkung erlauben eine vielseitige Anwendung des Schaltkreises. Bild 3.7 zeigt ein Beispiel einer eingangsseitigen Beschaltung mit *LC*-Kompaktfilter. In Bild 4.18 ist die Anwendung als AM-ZF-Verstärker mit Keramikfilter und Demodulator dargestellt [10]. Neben der *LC*-Ankopplung des

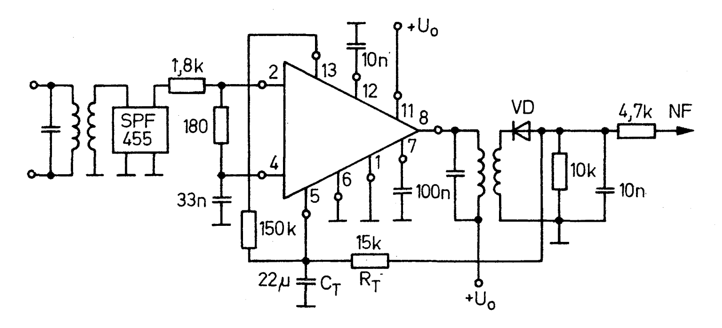


Bild 4.18 *A 281* als AM-ZF-Verstärker

Keramikfilters (s. Tabelle 3.1) enthält die Schaltung auch alle äußeren Elemente zur Regelspannungserzeugung. Von der Demodulatordiode VD wird die Regelspannung über den Tiefpaß R_T C_T an die Basis des Regelspannungsverstärkers (Anschluß 5) gegeben.
Neben Anwendungen als Selektivverstärker wurde der *A 281* auch bereits als Breitbandverstärker eingesetzt [10]. Nachteilig ist, daß er in jedem Fall eine relativ aufwendige äußere Beschaltung erfordert. Das Konzept der direkt gekoppelten Einzeltransistoren im Schaltkreis wurde deshalb verlassen.
Eine 2. Gruppe integrierter Schaltkreise für Selektivverstärker arbeitet mit mehrstufigen Differenzverstärkern. Das betrifft sowohl die regelbaren Verstärker in den Schaltkreisen *A 244* und *A 283* als auch die Begrenzerverstärker aller für FM-Anwendungen konzipierten IS. Da sich diese Schaltkreisgruppen nicht nur durch die Anwendung unterscheiden, sollen sie getrennt betrachtet werden.
Der *geregelte Differenzverstärker* im ZF-Teil des *A 244* besteht aus 3 Stufen nach Bild 4.13 sowie einem ungeregelten Differenzverstärker mit pnp-Transistoren am Ausgang. Die Stufen sind durch Emitterfolger gekoppelt, um den Einfluß der Schaltkapazitäten und Eingangswiderstände klein zu halten. Mit diesem Konzept wird eine obere Grenzfrequenz des ZF-Verstärkers von 2 MHz erreicht. Der IS enthält auch den Regelspannungsverstär-

ker sowie eine HF-Vorstufe, Mischer und Oszillator für Anwendung als Empfänger (Bild 4.19). Die regelbare Vorstufe besteht wieder aus einem Selektivverstärker, der als 1stufiger Differenzverstärker aufgebaut ist. Dieser Verstärker hat eine obere Grenzfrequenz von 30 MHz und ist in weiten Grenzen regelbar (s. Tabelle 4.2). Letzteres wird mit einer gegenüber der Schaltung nach Bild 4.13 zusätzlichen Ausgangssignalbedämpfung erreicht. In Bild 4.20 ist die Schaltung des Vorverstärkers dargestellt. Über den Regelverstärker VT5 werden zuerst die Dioden VD1 und VD2 gesperrt und damit der Verstärker gegengekoppelt. Steigt die Regelspannung weiter, werden die Dioden VD3 und VD4 leitend und schließen die Ausgänge dynamisch kurz. Ein ähnlich aufgebauter Vorverstärker ist im *A 4100* enthalten.
Der Übersichtsschaltplan des *A 244* Bild 4.19 zeigt auch die notwendige Beschaltung. Das Filter des ZF-Verstärkers ist an seinen Eingang angeordnet. Befindet es sich unmittelbar am Mischerausgang, muß ein Gleichstromweg für die Betriebsspannung U_0 gesichert werden (*LC*-Ankopplung des Keramikfilters oder ohmscher Widerstand parallel zum Filtereingang). Den Ausgang des ZF-Verstärkers muß man ebenfalls mit einem Schwingkreis beschalten, wobei eine galvanische Verbindung nach Masse nötig ist (letzte Stufe besteht aus einem pnp-Differenzverstärker). Die Regelung der ZF-Stufen ist intern geschaltet, wobei zuerst die 3., dann die 2. und 1. Stufe geregelt werden. Die Vorstufe kann bei Bedarf von der internen Regelung mit erfaßt oder, wie in Bild 4.19 dargestellt, in einem besonderen Regelkreis geregelt werden. Dazu wird an einem Mischerausgang (16) die ZF-Spannung ausgekoppelt, gleichgerichtet und an Anschluß 3 geschaltet.
Der *A 244* ist neben dem Einsatz als AM-Empfänger vor allem als universeller Selektivverstärker für viele Anwendungen geeignet. In [10] wird er als ZF-Verstärker für die 1. ZF (1,6 MHz) eines Kurzwellendoppelsupers benutzt. Auch die Verwendung der Vor- und Mischstufe als gemeinsamer HF-Verstärker ist denkbar [20]. Anwendungen des ZF-Teils als NF-Verstärker oder des Mischers als Demodulator sind möglich, für Selektivverstärker aber uninteressant.
Der Schaltkreis *A 283* ist ähnlich dem *A 244* aufgebaut, enthält

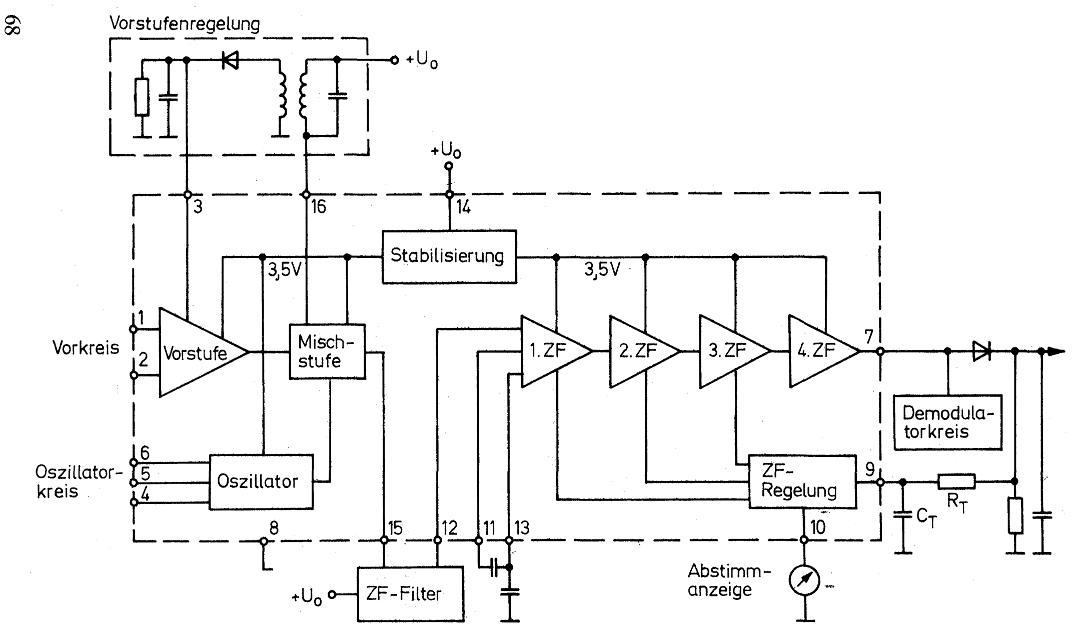


Bild 4.19 Übersichtsschaltplan des *A 244*

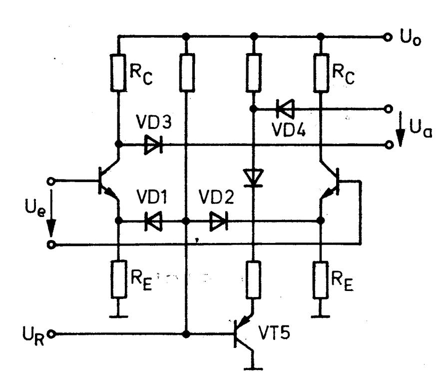


Bild 4.20
Vorverstärker des *A 244*

aber neben einem regelbaren 5stufigen Differenzverstärker für die ZF sowie AM-Vorstufe, AM-Mischer und AM-Oszillator auch einen Demodulator für AM und FM und einen Leistungsverstärker mit 400mW Ausgangsleistung (Bild 4.21). Ein so universeller Schaltkreis stellt bezüglich der unterschiedlichen Anforderungen eine Kompromißlösung dar. Der in 4 Stufen regelbare ZF-Verstärker wird durch Anlegen von Massepotential an Anschluß 7 als Begrenzerverstärker geschaltet [21]. Der Einsatz dieses Schaltkreises bleibt meist auf das Gebiet beschränkt, für das er konzipiert wurde: einfache Empfängerschaltungen. Sein Selektivverstärker kann ähnlich wie beim *A 244* genutzt werden, wobei der Ausgang nicht unmittelbar zugänglich ist.

Begrenzerverstärker für Anwendungen als FM-ZF-Verstärker enthalten die Schaltkreise *A 220, A 223, A 224, A 225* und *A 4100*. Durch streng symmetrischen Aufbau von 8 in Kette geschalteten Differenzverstärkern mit geringer Stufenverstärkung wird eine Verstärkung von $V_U > 70$ dB bei ausreichender Stabilität erzielt. Bild 4.22 zeigt das Prinzip des Begrenzerverstärkers des *A 220*. Die Differenzverstärker enthalten Stromquellen im Emitterzweig und arbeiten mit relativ niedriger Betriebsspannung ($U_0 = 3{,}6$V). Am Ausgang der Kette wird das Signal über Emitterfolger symmetrisch ausgekoppelt und dem internen Demodulator zugeführt. Es steht auch an den Ausgängen 6 und 10 extern zur Verfügung. Ausgang 6 ist intern mit Ein-

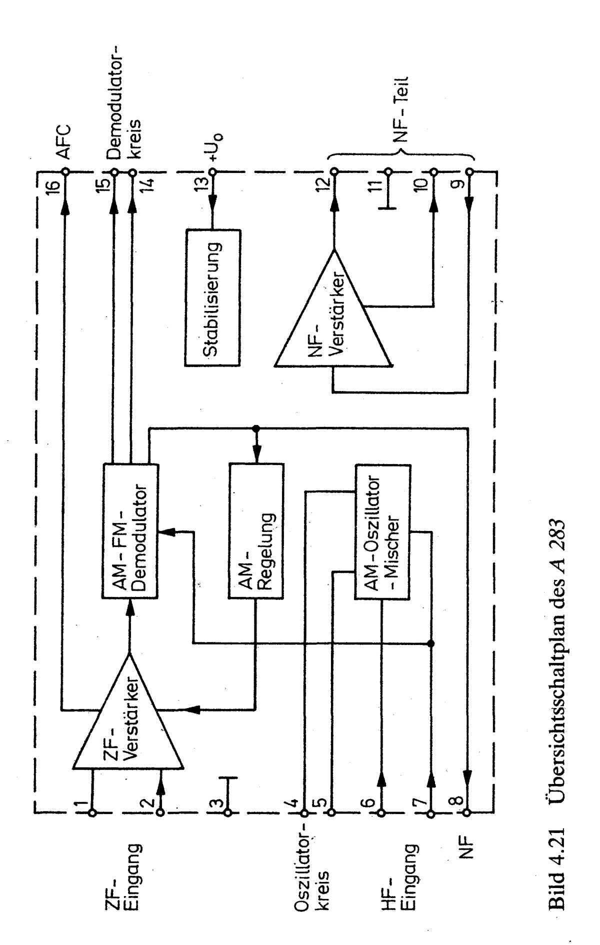


Bild 4.21 Übersichtsschaltplan des *A 283*

gang 2 verbunden, und Ausgang 10 muß extern über Anschluß 13 an Eingang 14 angeschlossen werden (Gegenkopplung zur Arbeitspunktstabilisierung). Externe Kondensatoren nach Masse an diesen Punkten verhindern die dynamische Gegenkopplung.

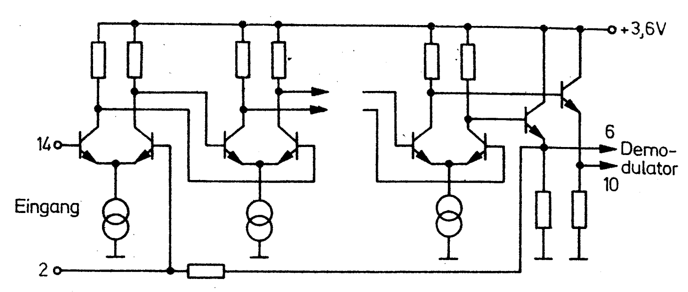


Bild 4.22 Begrenzerverstärker im *A 220*

Im Selektivverstärker ist das Kompaktfilter an einen Eingang des Begrenzerverstärkers zu schalten (beim *A 220* an 14); der 2. Eingang ist ja über Kondensator dynamisch geerdet. Die Schaltkreistypen unterscheiden sich bezüglich weiterer Schaltungen sowie

Bild 4.23 Übersichtsschaltplan des *A 225*

der Auslegung des Begrenzerverstärkers. Der *A 220* enthält lediglich noch den FM-Koinzidenzdemodulator und eine elektronische Lautstärkeregelung. Er ist als Fernsehton-ZF-Verstärker konzipiert, eignet sich aber auch für FM-Rundfunk (s. Tabelle 4.2). Beim *A 223* wurde ein NF-Verstärker zusätzlich vorgesehen. Der *A 224* ist speziell für den Anschluß von Keramikfiltern am Eingang sowie eines Keramikresonators im Demodulator ausgelegt.
Während diese Schaltkreise für die Fernsehton-ZF konzipiert wurden, bei 10,7 MHz aber auch eingesetzt werden können, sind die Schaltkreise *A 225* und *A 4100* speziell für Ton-Rundfunk vorgesehen. Beim *A 225* ist das bereits aus dem Übersichtsschaltplan Bild 4.23 ersichtlich. Die dort zusätzlich zum Begrenzerverstärker vorgesehenen Baugruppen gestatten den Aufbau von Rundfunk-ZF-Modulen für höchste Ansprüche. Der *A 4100* enthält einen separaten rauscharmen 6stufigen Begrenzerverstärker mit der bereits beschriebenen Auskopplung über Emitterfolger sowie die Möglichkeit der Feldstärkeanzeige. Er erlaubt somit einen vom AM-Teil des Schaltkreises getrennten Aufbau des FM-Teils. Bezüglich des Einsatzes dieser Schaltkreise ergeben sich gegenüber dem *A 220* keine Besonderheiten. Über die Möglichkeiten des *A 225* und des *A 4100* siehe [22].
Der AM-ZF-Verstärker des Schaltkreises *A 4100* weicht von den bisher vorgestellten Konzeptionen (einfacher direkt gekoppelter Verstärker des *A 281*, mehrstufiger geregelter Differenzverstärker, Begrenzerverstärker) ab. Es handelt sich um einen 3stufigen

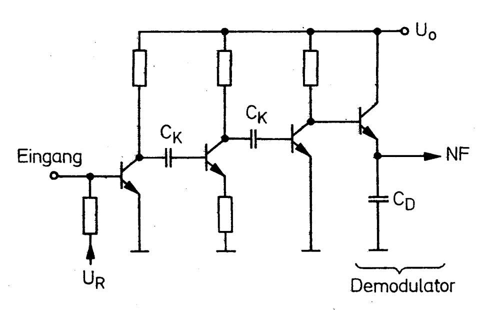


Bild 4.24
3stufiger kondensatorgekoppelter Breitbandverstärker

kondensatorgekoppelten Breitbandverstärker, dessen Prinzip Bild 4.24 zeigt [23]. Die Stufen sind durch Kapazitätsdioden (C_K) gekoppelt, so daß sich eine untere Grenzfrequenz von 300 kHz ergibt. Die obere Grenzfrequenz liegt bei 800 kHz. Das muß man bei der Anwendung des Schaltkreises für Selektivverstärker mit $f = 455$ kHz beachten. Da der Ausgang des ZF-Verstärkers intern mit dem AM-Demodulator verbunden ist, kommen ohnehin nur Anwendungen für AM-Empfang in Frage. Regelbar ist nur die 1. Stufe. Sie wird abwärtsgeregelt, wobei der Regelumfang nach Tabelle 4.2 den Anforderungen genügt.
Zum Schluß sollen noch die *Bild-ZF-Verstärker-IS A 240* und *A 241* kurz betrachtet werden. Der eigentliche Selektivverstärker besteht aus einem 3stufigen Differenzverstärker, von dem 2 Stufen regelbar sind (entsprechend Bild 4.13). Die Stufen sind untereinander durch Emitterfolger gekoppelt. Damit werden die erforderliche obere Grenzfrequenz und die Stabilität des Frequenzgangs im Regelbereich erreicht. Beim *A 241* wurde eine etwas höhere Verstärkung (s. U_{emin} in Tabelle 4.2) vorgesehen, um die durch AOW-Filter bedingte Dämpfung auszugleichen [17]. Außerdem enthält der Schaltkreis weitere Funktionsgruppen des Fernsehempfängers.
Da der Ausgang beider Verstärker nicht zugänglich ist (nur der Ausgang des anschließenden Videodemodulators wird herausgeführt), beschränkt sich der Einsatz auf Fernsehempfänger-Schaltungen [24]. Der Amateur wird deshalb nur selten von diesen Schaltkreisen Gebrauch machen.
Zusammenfassend kann man den Trend bei der Entwicklung von integrierten Selektivverstärkerschaltungen etwa so einschätzen: Für den Breitbandverstärker gibt es eine Reihe von Standardschaltungen, die sich allgemein bewährt haben. Diese Schaltungen werden zunehmend mit anderen Funktionsgruppen integriert und auf die jeweilige Anwendung zugeschnitten. Es entstehen damit hochwertige ökonomische Lösungen für Konsumgüteranwendungen, die jedoch nicht unbedingt die speziellen Belange beispielsweise des Funkamateurs befriedigen. Für diese Bereiche bleiben Lösungen mit diskreten Bauelementen nach wie vor interessant.

5. Frequenzvariation bei Selektivverstärkern

Bereits in Abschnitt 2. wurde auf die Frequenzabstimmung von Selektivverstärkern hingewiesen. Arbeitet der Selektivverstärker mit einer konstanten Frequenz (bzw. einem bestimmten Frequenzband), genügt eine einmalige Abstimmung – der Abgleich. Dazu werden beim Schwingkreis L (durch Verdrehen des Kerns der Spule) oder/und C (mit Trimmerkondensator) variiert. LC-Bandfilter erfordern bereits eine Abgleichstrategie (s. Abschn. 3.2.). Auch elektronische Resonatoren lassen sich abgleichen. Mechanische Resonatoren dagegen können in ihrer Eigenfrequenz nicht mehr verändert werden. Es läßt sich aber die Parallelresonanzfrequenz eines Quarzes durch Parallelschalten einer Kapazität zu C_0 (s. Bild 3.11 c) noch geringfügig verändern («ziehen»). Darauf beruht auch der Abgleich des Dämpfungspols beim Phasingfilter. Monolithische Filter dagegen sind durch äußere Maßnahmen in ihrer Frequenzlage nicht mehr wesentlich zu beeinflussen. Das ist auch nicht notwendig, da sie im allgemeinen in einem Baustein das gesamte Selektionsverhalten vereinen. Neben fest abgestimmten Selektivverstärkern (z. B. ZF-Verstärker) werden auch solche mit variabler Mittenfrequenz benötigt (z. B. HF-Verstärker im Empfänger). Die Selektionsmittel müssen eine entsprechende Abstimmung ermöglichen. Nach Gl. (2.11) erfordert das Durchstimmen des Mittelwellenbereichs beispielsweise

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 3{,}06.$$

Ist das Selektionsmittel ein einfacher Schwingkreis, erhält man aus Gl. (3.5)

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}} = \sqrt{\frac{L_{max}}{L_{min}}}\,; \tag{5.1}$$

im Beispiel also

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{L_{max}}{L_{min}} = 9{,}4 \approx 10.$$

Mit induktiver Variation (Variometern) arbeitet man kaum noch. Für die kapazitive Variation werden in erster Linie Drehkondensatoren mit Luft als Dielektrikum verwendet.
In Bild 5.1 a ist das Prinzip eines Drehkondensators mit kreisförmigem Plattenschnitt dargestellt. Die Kapazitätsvariation dieses Typs ist proportional dem Drehwinkel α. Nach Gl. (3.5) ergibt sich daraus eine Frequenzänderung proportional $1/\sqrt{\alpha}$. Eine möglichst zum Drehwinkel α proportionale Frequenzänderung erfordert einen entsprechend anderen Plattenschnitt (Bild 5.1 b). Die Endkapazität von Luftdrekondensatoren liegt bei $C_D = 10$ bis 1000 pF, ihre Anfangskapazität bei 1 bis 2 % des Endwerts. In der Schaltung Bild 5.2 muß man immer noch einen Trimmerkondensator C_T zum Abgleich sowie die Schaltkapazität C_S der übrigen Schaltung berücksichtigen, so daß die maximal mögliche Kapazitätsvariation etwa 10 ist.
Zur Abstimmung mehrerer Schwingkreise gleichzeitig (Selektiv-

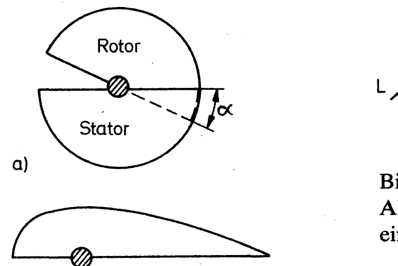


Bild 5.1 Drehkondensator;
a – Prinzip mit kreisförmigen Platten,
b – Plattenschnitt für frequenzproportionale Abstimmung

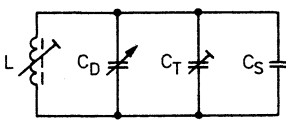


Bild 5.2
Abgleichelemente
eines Schwingkreises

verstärker mit Eingangs- und Ausgangskreis, Zweikreisbandfilter usw.) verwendet man Mehrfachdrehkondensatoren. Das sind Drehkondensatoren, bei denen auf derselben Achse 2 bis 4 gleiche Kondensatoren variiert werden können. Es gibt auch Zweifachdrehkondensatoren, bei denen die Kapazitäten der beiden variablen Kondensatoren unterschiedlich sind. Letztere sind zur Abstimmung von Vorkreis und Oszillator im Empfänger bestimmt [4].

Die beim Durchstimmen eines Selektivverstärkers mit einem Mehrfachdrehkondensator auftretenden Gleichlauffehler (Toleranzen des Drehkondensators) verringert man mit den Abgleichelementen C_T und L nach Bild 5.2. Dazu werden am oberen Ende des Frequenzbereichs mit C_T alle Kreise auf eine Frequenz abgestimmt; am unteren Ende wird mit der Induktivität L der Gleichlauf hergestellt.

Neben Drehkondensatoren werden zunehmend elektronische Abstimmittel eingesetzt. Dafür eignen sich vor allem Kapazitätsdioden (Varaktoren). Bei ihnen nutzt man die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität C_j aus:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{U}{U_D}\right)^n} ; \qquad (5.2)$$

C_{j0} – Sperrschichtkapazität bei $U = 0$, U_D – Diffusionsspannung ($\approx 0{,}7\,\text{V}$ bei Si).

Der Exponent n hängt von der Dotierung ab. Bei linear sich ändernder Dotierung ist $n = 1/3$. Bei abruptem Übergang wird $n = 1/2$. Bild 5.3 zeigt die vereinfachte Ersatzschaltung einer Kapazitätsdiode. Daraus ergibt sich die Güte zu

$$Q = \frac{1}{\omega C_j R_B} . \qquad (5.3)$$

Es lassen sich Varikaps mit Bahnwiderständen von etwa $1\,\Omega$ herstellen. In Tabelle 5.1 sind Daten einiger Kapazitätsdioden für Abstimmzwecke zusammengestellt. Die Diodenspannung U_R beträgt allgemein maximal 30 V, da höhere Abstimmspannungen

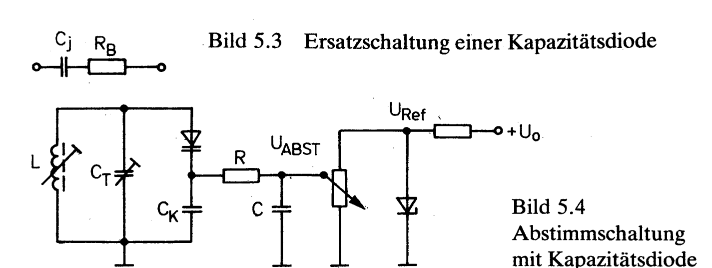


Bild 5.3 Ersatzschaltung einer Kapazitätsdiode

Bild 5.4 Abstimmschaltung mit Kapazitätsdiode

schlecht bereitgestellt werden können. Die minimale Abstimmspannung U_{R1} ergibt sich aus der Anwendung bei großen Signalspannungen; das Signal soll die Diode nicht in den Durchlaßbereich steuern. Für ein abruptes Dotierungsprofil erhält man damit eine maximale Kapazitätsvariation:

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{C_{j1}}{C_{j2}} \approx 2{,}7.$$

Mit solchen Dioden kann der UKW-Rundfunkbereich abgestimmt werden. Der MW-Bereich erfordert aber eine Variation von etwa 10 (s. o.). Zur Abstimmung des Mittelwellenbereichs eignen sich nur Dioden mit hyperabruptem Dotierungsprofil, z.B. *KB 113*.

Beim Einsatz der Dioden muß auf die Entkopplung der Abstimmeinstellung vom HF-Weg geachtet werden. In Bild 5.4 ist das Prinzip dargestellt. Die Abstimmspannung U_{ABST} wird aus einer stabilisierten Referenzspannung U_{Ref} mit einem Potentiometer eingestellt. Über ein Entkoppelglied $R\,C$ führt man sie der Kapazitätsdiode zu. R muß hochohmig sein, damit der Schwingkreis nicht bedämpft wird; C schließt die verbleibende HF-Spannung kurz.

Mit C_K trennt man den Gleichstromweg der Regelspannung vom Schwingkreis. Da C_K in Reihe zur Diodenkapazität C_j liegt, wird deren Wirksamkeit entsprechend

$$C_{ges} = \frac{C_K\, C_j}{C_K + C_j} \tag{5.4}$$

Tabelle 5.1 Kennwerte einiger Kapazitätsdioden

Typ	Profil	U_{R1} in V	C_j in pF	U_{R2} in V	C_{j1}/C_{j2}	Q
BB 104	abrupt	3	34–42	30	2,65	200
BA 138	abrupt	3	12	30	2,4–2,7	530
KB 105 A	hyperabrupt	3	11,5	25	4–5	63
KB 109 G	hyperabrupt	3	26–32	25	5–6,5	280
KB 113	hyperabrupt	1	230–280	30	24	400
KB 205 A	hyperabrupt	3	11	25	5,3	

eingeschränkt. Das betrifft sowohl eine bestimmte Größe als auch den Variationsbereich. Nur wenn $C_K \gg C_j$ ist, bleibt der Variationsbereich nach Tabelle 5.1 erhalten.
Neben der Gleichspannung U_R liegt an der Diode die Wechselspannung des Schwingkreises. Bei kleiner U_R ruft die überlagerte Wechselspannung eine mit der Frequenz sich ändernde Kapazität hervor. Nach [25] führt diese Änderung bei niedriger U_R und $U_\sim \approx 100\,\text{mV}$ bereits zu Störungen (Kreuzmodulation). In diesem Fall helfen nur eine lose Ankopplung der Diode (C_K klein) und eine hohe Abstimmspannung U_R. Der Kapazitätsänderung durch die Wechselspannung kann man mit einer Gegentaktschaltung von 2 Kapazitätsdioden (oder dem Einsatz einer Doppeldiode, z.B. *KBC 111*) begegnen. Bild 4.6 zeigt bereits die Schaltung. Der Schwingkreis ist auch in diesem Fall durch ein *RC*-Glied von der Abstimmspannung entkoppelt. Die Gegentaktschaltung erfordert keinen Koppelkondensator C_K. Durch Reihenschaltung der Dioden halbiert sich die wirksame Kreiskapazität gegenüber einer Einzeldiode. Da eine anliegende Wechselspannung jeweils eine Diode positiv, die andere aber negativ aussteuert, heben sich die entsprechenden Kapazitätsänderungen etwa auf.
Die elektronische Abstimmung von Schwingkreisen gestattet eine sehr bequeme Einstellung von Empfängern oder auch Generatoren. Mit einer entsprechenden Abstimmspannung lassen sich neben Festfrequenzen auch Frequenzsuchlauf und Frequenzregelung verwirklichen.

Literatur

[1] H.-J. Kowalski, Aktive RC-Filter. electronica Band 193, Berlin 1981.

[2] D. Lechner, Kurzwellensender. Berlin 1979.

[3] D. Lechner, Kurzwellenempfänger. 2. Auflage, Berlin 1985.

[4] K.-H. Schubert, Das große Radiobastelbuch. 5. Auflage, Berlin 1980.

[5] H. Brauer, Einseitenbandtechnik. Berlin 1984.

[6] R. Anders, Resonanzkreise, Bandpässe und Filter selbst berechnet. Teil 1 und 2, electronica Band 151 und Band 152, Berlin 1977.

[7] – Miniaturfilterspulen – Technische Daten für den Amateur. Funkamateur 1985, Seite 233 und 234.

[8] – Standardfilter – Technische Daten für den Amateur. Funkamateur 1984, Seite 181 bis 184.

[9] G. Kurz, Analoge Schaltungen. 3. Auflage, Berlin 1985.

[10] H. Jüngling, Aufbau, Eigenschaften und Anwendung des A 244 D und des A 281 D. Information – Applikation Mikroelektronik Heft 5, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1980.

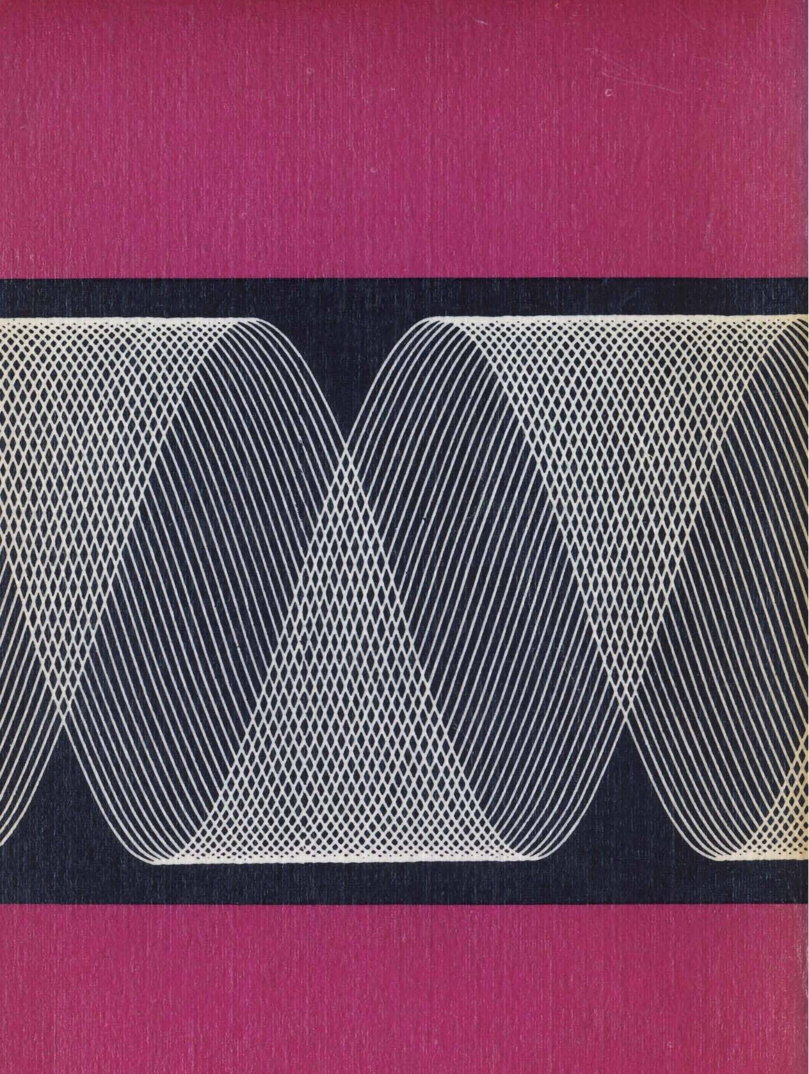
[11] – Dimensionierung von mehrkreisigen Bandfiltern in ZF-Stufen nach Entwurfsdiagrammen. radio fernsehen elektronik 1965, Seite 751 bis 754, 1966, Seite 15 bis 18, 47 bis 50, 79 bis 82.

[12] E. Hocke, Der 144-MHz/432-MHz-Transceiver «H 220» (5). Funkamateur 1983, Seite 401 bis 405.

[13] A. Geyer, Streifenleitungstechnik – Varianten zur Verwirklichung von Amateurprojekten im UHF-Bereich. Funkamateur 1982, Seite 395 bis 399.

[14] D. Lechner, Quarzabzweigfilter für den Selbstbau. Funkamateur 1980, Seite 292 bis 294.

[15] C. Hälsig, Mechanische Frequenzfilter. radio fernsehen elektronik 1984, Seite 558 bis 561.
[16] – Piezolan-Handbuch. Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf 1972.
[17] G. Kurz, Akustisches Oberflächenwellenfilter im Selektivverstärker. radio fernsehen elektronik 1982, Seite 649 bis 651.
[18] R. Kadenbach, HiFi-Kompaktanlage HMK 100. Teil 1, radio fernsehen elektronik 1987, Seite 175 bis 178.
[19] D. Palme, Das Kreuzmodulationsverhalten von Feldeffekttransistoren in geregelten Verstärkern. Funkamateur 1976, Seite 31 bis 34, 39.
[20] J. Reichel, Erweiterte Einsatzmöglichkeiten der analogen IS A 244 D in Empfänger und Sender. Funkamateur 1981, Seite 86 bis 88.
[21] J. Reichel, Einchip-Radio IS A 283 D als Amateur-KW-Empfänger. Funkamateur 1983, Seite 399 und 400.
[22] Autorenkollektiv: Moderne IS für Rundfunkempfänger. electronica Band 240, Berlin 1988.
[23] H. Jüngling/P. Karrasch, A 4100 D und A 4510 D. Information – Applikation Mikroelektronik Heft 39, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1986.
[24] B. Gutsche, Integrierter Bild-ZF-Verstärker mit Demodulator A 240 D. radio fernsehen elektronik 1977, Seite 287 bis 290.
[25] D. Lechner, Kapazitätsdioden im Kurzwellenempfänger. Funkamateur 1981, Seite 141 bis 154, 193 bis 195.



ISBN 3-327-00778-0
00190